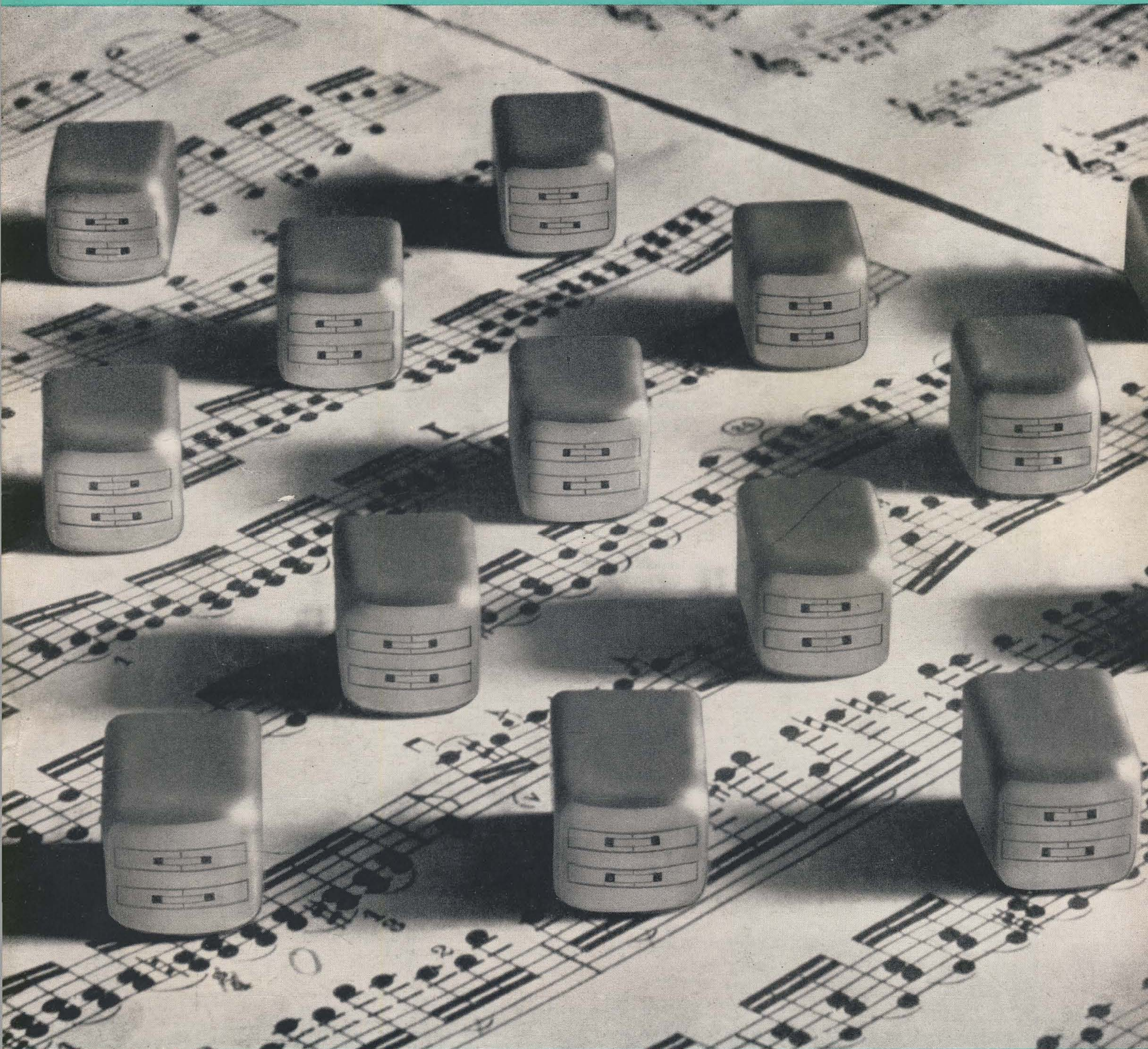
radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Bauanleitung:
Ein einfacher Transistorkleinstsuper

PREIS DM 2,00 · 13. JAHRGANG
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN
AUGUST 1964 **15**





VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

AUS DEM INHALT

Nachrichten und Kurzberichte 450

Dipl. oec. Horst Scholz
Zur Bedarfsforschung bei elektroakustischen Konsumgütern Teil III und Schluß: Verbrauch und Ausstattung der Haushalte der DDR an bzw. mit Fernsehempfängern und Fonogeräten 451

Dipl.-Ing. Erich Kubat
X 2 Q 15/16 – neue Magnetköpfe für die Viertelspurtechnik 453

Dr. K. Stecker
Thermoelektrische Kühlung Teil 1 455

Wolfgang Rohrbeck
Bauanleitung: Ein einfacher Transistorkleinstsuper 457

Ing. Helmut Hünich
Monostabiler Transistor-Multivibrator mit dynamischer Ansteuerung 459

Dipl.-Ing. Dieter Sager
Die Siliziumdiode OA 910 – ein modernes Bauelement zur automatischen Frequenzregelung Teil 2 und Schluß 462

K. Sturm
Röhreninformationen 2 Kleinthyratrons 463

Labor- und Berechnungsunterlagen Reaktanzstufen Anwendungen (2) 465

Dipl.-Ing. Forth und Dipl.-Ing. Schewitzer
Transistorisierter Amplitudendiskriminator als Grenzwertschalter 470

Hagen Jakubaschk
Ein kurzschlußfester Transistor-Universalnetzteil mit Strombegrenzung 472

H. G. Staudte
Eine transistorisierte Pausenzeichenschaltung 473

Klaus K. Streng
Das Zwischenfrequenzmodulationsverfahren im UHF-Fernsehsender 475

Aus der Reparaturpraxis 477

OBSAH

Oznámení a zprávy 450

Dipl. oec. Horst Scholz
K spotřebnímu průzkumu výrobků z oboru elektroakustiky
Díl třetí a závěr:
spotřeba a vybavení domácností v NDR televizory, magnetofony a elektrickými gramofony 451

Dipl.-Ing. Erich Kubat
X 2 Q 15 16 – nová magnetofonová hlava pro čtyřstopý záznam 453

Dr. K. Stecker
Termoelektrické chlazení
Díl prvý 455

Wolfgang Rohrbeck
Stavební návod: jednoduchý miniaturní superhet s tranzistory 457

Ing. Helmut Hünich
Monostabilní tranzistorový multivibrátor s dynamickým spouštěním 459

Dipl.-Ing. Dieter Sager
Křemíková dioda OA 910 – moderní stavební prvek pro automatické řízení kmitočtu, díl druhý a závěr 462

K. Sturm
Informace o elektronkách (2): Miniaturní thyratrony 463

Laboratorní a výpočtové podklady
Reaktanční stupně
Aplikace (2) 465

Dipl.-Ing. Forth a Dipl.-Ing. Schewitzer
Tranzistorový amplitudový omezovač použitý jako spínač mezních hodnot 470

Hagen Jakubaschk
Tvrdý univerzální síťový zdroj s tranzistory a omezovačem proudu 472

H. G. Staudte
Tranzistorizované zapojení pro vysílání staniční znělky 473

Klaus K. Streng
Metoda modulace s pomocným nosným kmitočtem u televizních vysílačů pro pásmo decimetrových vln 475

Z opravářské praxe 477

СОДЕРЖАНИЕ

Известия и краткие сообщения 450

Диплом-экономом Горст Шольц
К исследованию спроса на электроакустические товары широкого потребления Часть 3-я и окончание: Снабжение и оснащение домашних хозяйств в ГДР телевизорами и электропроигрывателями 451

Диплом-инж. Эрих Кубат
Новая четырехдорожечная магнитофонная головка X 2 Q 15/16 453

Доктор К. Штеккер
Термоэлектрическое охлаждение, ч. 1-я 455

Вольфганг Рорбек
Для радиолюбителя: Простой миниатюрный супергетеродин на транзисторах 457

Инж. Гельмут Хюних
Транзисторный ждущий мультивибратор с динамическим запуском 459

Диплом-инж. Дитер Загер
Кремниевый диод ОА 910 — современный прибор для автоматической подстройки частоты, ч. 2-я 462

К. Штурм
Информация об электровакуумных приборах 2 Малогабаритные тиратроны 463

Лабораторные и расчетные материалы Реактивные модуляторы Возможности применения, ч. 2-я 465

Диплом-инж. Форт и диплом-инж. Шевицер
Транзисторный ограничитель амплитуд как предельный выключатель 470

Гаген Якубашк
Универсальный транзисторный блок питания с ограничением тока, выдерживающий короткое замыкание 472

Г. Г. Штаудте
Транзисторное устройство для получения паузного знака 473

Клаус К. Штренг
Метод модуляции по промежуточной частоте в дециметровом телевизионном передатчике 475

Из работы ремонтных мастерских 477

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR.
Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Redaktionsausschuß:

Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. Fischer, Ing. R. Gärtner, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Lobback, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Ing. K. K. Streng, Ing. J. Werner, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Waiwen Shudian, P. O. B. 88, Peking (China)
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultúra" Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

Information and Reports 450

Dipl. oec. Horst Scholz
On Market Research Relating to Electroacoustic Consumers' Goods Part 3 and Conclusion: Consumption of and Equipment with Television Receivers, Record Players and Tape Recorders of Households in the G. D. R. 451

Dipl.-Ing. Erich Kubat
X 2 Q 15/16 – New Magnetic Heads for Four-Track-Tape Technique 453

Dr. K. Stecker
Thermoelectric Cooling (Part 1) 455

Wolfgang Rohrbeck
Instruction for the Home Construction of a Simple Transistor Miniature Superhet Receiver 457

Ing. Helmut Hünich
Monostable Transistor Multivibrator with Dynamic Control 459

Dipl.-Ing. Dieter Sager
The OA 910 Silicon Diode – a Modern Component for Automatic Frequency Control (Part 2 and Conclusion) 462

K. Sturm
Tube Informations 2 Rare-Gases-Thyratrons 463

Laboratory and Calculation Data Reactance Stages Applications (2) 465

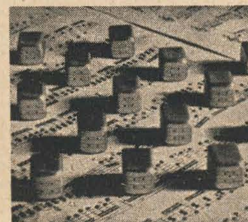
Dipl.-Ing. Forth and Dipl.-Ing. Schewitzer
Transistorized Amplitude Discriminator as Limiting-Value Switch 470

Hagen Jakubaschk
Short-Circuit Proof Current-Limiting Transistor Universal Mains Set 472

H. G. Staudte
Transistorized Chime Circuit 473

Klaus K. Streng
The Intermediate-Frequency Modulation Method in the U. H. F. Television Transmitter 475

Repair Practice 477



Titelbild:

Magnetköpfe X 2 Q 15/16 für die Viertelspurtechnik. Näheres über diese Neuentwicklung aus dem FEE Leipzig finden Sie auf Seite 453

Die KW-Ausbreitung im Juni 1964 und Vorschau für Sept. 1964

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin

KW-Ausbreitung im Juni 1964

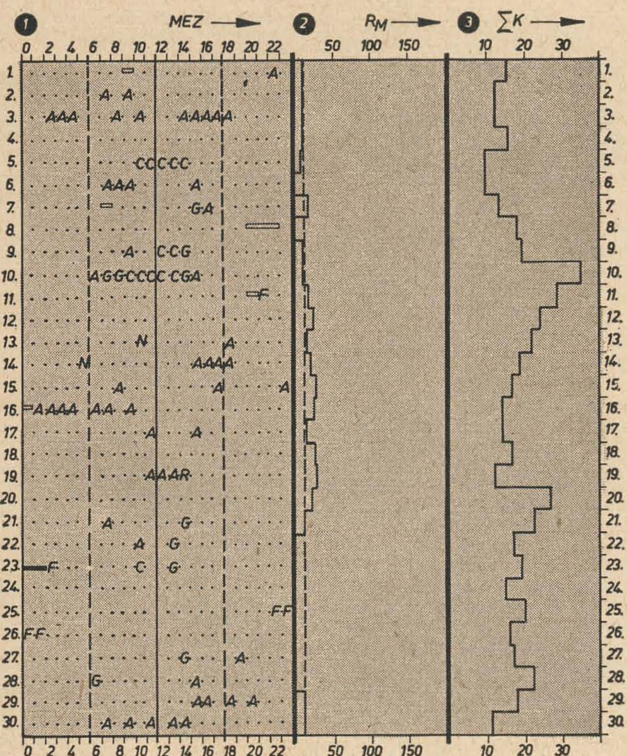
❶ relative Abweichung der F_2-Grenzfrequenzen in Juliusruh/Rüg., bezogen auf den Monatsmedianwert

Δf/f
- □ +41% und darüber
- +31 ··· +40%
- +21 ··· +30%
- +20 ··· −18%
- −21 ··· −30%
- −31 ··· −40%
- ■ −41% und weniger
- Mögel-Dellinger-Effekt

A = Abdeckung
C = Gerätestörung
F = Streuung
S = atmosphärische Störungen oder Fadings
N = Messung nicht interpretierbar
G = Ionisationsdichte der Schicht für brauchbare Messung zu gering
R = Selektive Dämpfung

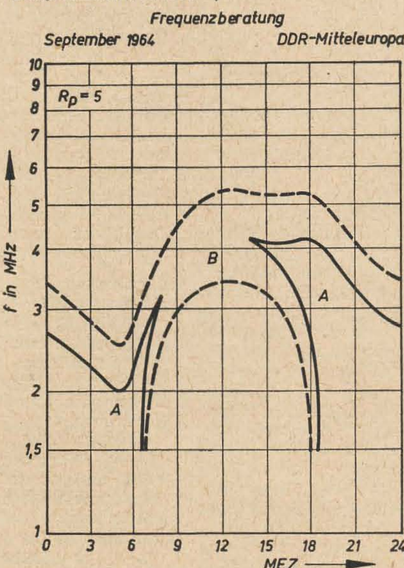
❷ gemessene Sonnenfleckenrelativzahlen (R_M)

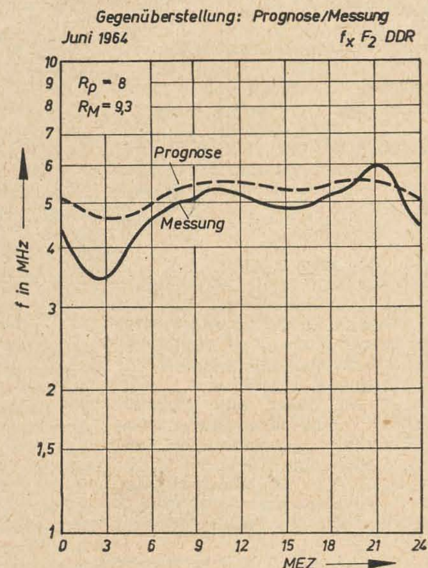
❸ Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern ▶



Vorschau für September 1964

Sendeleistung: 100 W
Mindestfeldstärke: 10 μV/m
Entfernung: 0 ··· 600 km
A = sicherer Verkehr
B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen ▼





Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Transistorisierte Zeilen- und Bildfangautomatiken
- Neuentwicklungen für die Rundfunkstereofonie
- GaAs-Halbleiterlaser
- Ein Transistorsuper mit Kurzwellenbereich für Auto, Reise und Heim
- Die Messung des Temperaturkoeffizienten der Kapazität

Nachrichten und Kurzberichte

▼ Am 19. 6. 1964 wurde in Markersbach, Bezirk Dresden, eine **neue Fernseh-Umlenkanlage** in Betrieb genommen. Sendefrequenz: Kanal 10; Polarisation der Sendeantenne: horizontal.

▼ Im A. S. Popov-Vacuum-Elektrotechnischen Institut in Prag wurde eine **Farbfernsehkamera** entwickelt. Die Kamera wird zusammen mit dem experimentellen „VUST PBT-5"-Farbfernsehempfänger auf der elektrotechnologischen Ausstellung in Prag gezeigt.

▼ Accuratic heißt die vermutlich **erste Radiouhr der Welt**, die von Kokusai-Electric in Japan hergestellt wird. Es handelt sich um eine Uhr mit eingebautem Rundfunkempfänger; dieser schaltet sich jeweils drei Minuten vor Beginn des täglich zwanzigmal im japanischen Rundfunk ausgestrahlten Zeitsignals ein und korrigiert jedesmal die Uhr über eine Magnetvorrichtung.

▼ Das **Werk für Rundfunk und Elektronik in Nis (Jugoslawien)** hat sich in den letzten Jahren zu einem großen Industrieunternehmen entwickelt, das jährlich 450 000 Rundfunkgeräte und 130 000 Transistorradios neben Fernsehgeräten, Röntgengeräten und verschiedenen anderen elektronischen Geräten herstellt. Das Werk exportiert seine Erzeugnisse u. a. nach den USA und Westdeutschland.

▼ **In den Jahren 1964/65** sollen gemäß Gosplan der UdSSR 11,6 Millionen Rundfunk- und mehr als 6 Millionen TV-Empfänger produziert werden. An Transistor-Rundfunkempfängern sollen 1965 2,8 Millionen gegenüber 1,23 Millionen im Jahre 1963 gefertigt werden. Die Produktion von elektronisch programmgesteuerten Werkzeugmaschinen soll um 82%, die der Elektronenrechner und elektronischer Steuerungstechnik um 70% erhöht werden.

▼ Am 1. 6. 1964 wurde eine **Meisterschule für das Rundfunk- und Fernsehmechanikerhandwerk** in Halle/Saale eröffnet. In enger Zusammenarbeit mit dem VEB Fernsehgerätewerk Staßfurt soll in vier monatlichen Vorbereitungskursen auf die Meisterprüfung im Rundfunk- und Fernsehmechanikerhandwerk (einschließlich Fernsehzusatzprüfung), in Sonderlehrgängen für Transistorentechnik, Lehrgängen für die Fernsehzusatzprüfung und fachlichen Meisterfortbildungslehrgängen die jeweils modernste Service- und Reparaturtechnik vermittelt werden.
Alle Lehrgänge schließen mit der Meisterprüfung, der Fernsehzusatzprüfung oder einem entsprechenden Qualifikationsnachweis ab.

▼ Die englische Zeitschrift **„electronics weekly"** vom 10. Juni 1964 stellt in ihrem Bericht über die zweite Konferenz des Amerikanischen Komitees zum Studium der Konsequenzen der Automation in der Universität von Kalifornien fest: „Diese ganze Aktivität wird ausgelöst von vorläufigen statistischen Berichten der Abteilungen für Arbeit und für Handel, wonach bis 1970 die Beschäftigtenzahl in 18 Schlüsselindustrien als unmittelbare Konsequenz der Automation erheblich zurückgehen wird. Dabei handelt es sich u. a. um die Textil- und die Nahrungsmittelverarbeitungsindustrien, die Eisenbahnen und den Verkehr, den Bergbau und die Petrolchemie."

Röntgenfernsehanlage für Waldkrankenhaus Lostau

Die erste in der DDR entwickelte Röntgenfernsehanlage wird von Fachleuten des Wissenschaftlich-Technischen Zentrums für Radiologische Technik und Medizinische Elektronik gegenwärtig im Waldkrankenhaus Lostau bei Magdeburg aufgestellt. Sie wird dort für die Lungenfunktionsdiagnostik eingesetzt. Das Prinzip dieser Anlage beruht darauf, daß das durch einen Röntgenbildverstärker in seiner Helligkeit verstärkte Röntgenbild mit einer Fernsehkamera aufgenommen und auf einen 43-cm-Bildschirm wiedergegeben wird. Die Übertragung der Bilder ist bis zu einer Entfernung von 300 m in mehrere Arztzimmer gleichzeitig möglich.

Zum 20. Jahrestag der Volksrepublik Polen

Ende 1964 erfaßt das **polnische Fernsehnetz** 63% des Territoriums der Volksrepublik Polen mit 77% der Bevölkerung.
Die Anzahl der in Betrieb befindlichen **Fernsehstationen** erhöht sich bis Ende des Jahres auf 18 Sender und 30 Umsetzer. Die Zahl der in Polen registrierten **Fernsehgeräte** wird 1965 die Zwei-Millionengrenze überschreiten. Bis Ende 1964 steigt die Zahl auf 1 700 000, womit etwa 20% der Haushalte Fernsehen besitzen.
In Südpolen wurden die Arbeiten am **polnischen Abschnitt der großen Kabeltrasse** abgeschlossen, die Polen mit der UdSSR, ČSSR und DDR verbindet. Die Kabellinie ist 4000 km lang, davon verlaufen 400 km auf polnischem Gebiet. Mit Versuchsübertragungen aus Kiew nach Warschau und aus Katowice nach Kiew wurde begonnen.
Vor der Vollendung steht auch eine moderne **Richtfunkstrecke Lodz – Poznan – Frankfurt / Oder,** die Fernsehübertragungen in beiden Richtungen ermöglicht. Die Strecke wird mit den neuesten Apparaten sowjetischer Produktion vom Typ "Wesna" ausgestattet. Bei Störungen findet eine automatische Umschaltung auf eine Reserveeinrichtung statt, so daß die Empfänger an den Bildschirmen überhaupt nicht wahrnehmen, daß auf der Strecke eine Havarie eingetreten ist.
Das in Szczecin vorhandene **Fernsehzentrum** kleiner Leistung wird in der zweiten Hälfte dieses Jahres durch einen 10-kW-Fernsehsender ersetzt, der allen Einwohnern des Gebietes Szczecin einen guten Empfang des Fernsehprogramms ermöglicht.
Der Prototyp eines vom Warschauer Fernsehgeräte-Werk entwickelten polnischen **Ü-Wagens** wird in diesem Jahr fertiggestellt. An den Vorbereitungsarbeiten beteiligten sich Experten des Projektierungs- und Forschungsbüros des Polnischen Rundfunks und verschiedene Institute. Der neue Ü-Wagen wird – einschließlich Transistoren und Druckschaltungen – fast ausschließlich mit Geräten und Einrichtungen polnischer Produktion ausgestattet.

Tragbares Kardiotachometer zur Anzeige des Momentanwertes der Herzschlagfrequenz

Ein tragbares Kardiotachometer zur Bestimmung des Momentanwertes der Herzschlagfrequenz wurde von einem niederländischen Forschungsinstitut entwickelt. Da das Gerät für Messungen auf dem Gebiet der Arbeitsphysiologie entworfen wurde, wurden Vorkehrungen zur Ausschaltung von Störungen getroffen; mit Rücksicht hierauf erfolgte auch die Speisung durch eine Batterie. Bei jeder Veränderung der Herzschlagfrequenz zeigt das Tachometer die neue Frequenz mit einer bestimmten Verzögerung an. Dies geschieht wie folgt. Beim nächsten QRS-Komplex folgt das Tachometer zu 75% der Differenz im Herzschlag, die in diesem Augenblick entstanden ist; beim darauffolgenden QRS-Komplex holt es die in diesem Augenblick bestehende Differenz wieder zu 75% auf. Bei einer Veränderung der Frequenz, die danach konstant bleibt, ist der Rückstand also beim nächsten Schlag 25%, beim darauffolgenden 6% und beim dritten Schlag 2% der Abweichung von der Frequenz, welche aufgetreten war. Um eine genaue Anzeige zu erhalten, sind also zwei oder maximal drei Herzschläge erforderlich. Das Gerät kann die Daten auf viererlei verschiedene Art liefern:

1. auf einer eingebauten Anzeigevorrichtung, die für 40 bis 200 Schläge in der Minute geeicht ist, mit einer logarithmischen Skalenteilung;
2. auf einem eingebauten (ein- und ausschaltbaren) Zähler;
3. über einen auf der Vorderseite angebrachten Anschluß auf einen Schreiber, der für 60, 90, 120, 150 und 180 Schläge je Minute geeicht werden kann;
4. über einen auf der Rückseite vorgesehenen Anschluß an ein Zähl- und Druckgerät.

Das Gerät wird aus einer Batterie von 9 V gespeist; der Stromverbrauch beträgt 40 mA, ungerechnet den Verbrauch eines eventuell angeschlossenen Schreibers. Die Abmessungen des Geräts, das 5 kp wiegt, sind 20 × 25 × 15 cm.

Roboter „verpflegt sich aus der Wand"

Mit 30 cm je Sekunde Höchstgeschwindigkeit rollt seit kurzer Zeit ein hutschachtelähnlicher Roboter durch die Räume des Physikalischen Instituts der John-Hopkins-Universität in der amerikanischen Stadt Laurel. Einzige Bestimmung des surrenden Kastens ist es, sich zu bewegen, Hindernissen auszuweichen und seine Silber-Kadmium-Antriebsbatterien an der Netzsteckdose aufzuladen, wozu er ein ausgeklügeltes Fühlersystem besitzt. Wie UPI berichtet, soll der fahrende Automat seinen Schöpfern, den Wissenschaftlern des Instituts, als Modell für ein weiterentwickeltes elektronisches Gerät dienen, mit dem der Meeresboden, unterirdische Höhlensysteme oder sogar die Oberfläche anderer Planeten gefahrlos erforscht werden soll.
Gegenwärtig verfügt diese Konstruktion über ein Schallortungssystem ähnlich dem der Fledermaus, wodurch eine verhältnismäßig freie Beweglichkeit in den Räumlichkeiten gewährleistet ist. Später soll eine an Augen erinnernde optische Einrichtung die Bewegungsmöglichkeit noch verbessern, zum Beispiel das Aufsuchen der Steckdosen zur „Nahrungsaufnahme" erleichtern. Die Entwickler vergleichen die Intelligenz des Roboters mit der von Ameisen. Ein System künstlicher Nervenzellen soll den Intelligenzgrad und die Leistungsfähigkeit jedoch weiter erhöhen und die Reaktionen und Bewegungen des Roboters vielfältiger und flüssiger werden lassen.

Radar im mm-Wellenbereich

In Japan wurde kürzlich ein Schiffsradargerät vorgeführt, das auf der Wellenlänge 8,6 mm arbeitet. Es ist für die Operation in Nahbereichen bestimmt, in denen die üblicherweise auch in Japan benutzten 3- und 10-cm-Geräte nicht mehr anwendbar sind. Der Anwendungsbereich des 8,6-mm-Gerätes erstreckt sich von 6 m bis 5 sm.

Drahtbrüche in Schaltungen „heilen" zusammen

Methoden zur selbsttätigen Behebung von Leitungsbrüchen in elektrischen Schaltungsaufbauten untersuchen gegenwärtig amerikanische Laboratorien. Der Einsatz dieser sogenannten selbstheilenden Elektronik ist überall dort von besonderer Bedeutung, wo keine Möglichkeit besteht, Reparaturen auszuführen, also z. B. in unbemannten Raumflugkörpern. Zwei erfolgversprechende Möglichkeiten des „Zusammenwachsens" gebrochener Verbindungsdrähte haben sich bereits als brauchbar erwiesen.
Nach dem ersten Verfahren werden die gefährdeten Drahtverbindungen aus einer speziellen Legierung hergestellt, die nach einem Bruch der Leitung tätig wird. Im Laufe mehrerer Tage „wachsen" aus den Bruchstellen sehr dünne Metallfäden wie Fühler heraus, die sich vereinigen und den Kontakt wieder herstellen. Diese „spontane Regeneration" kann sich mehrmals an der gleichen Stelle wiederholen. Nachteilig ist bei dem Vorgang die erforderliche relativ lange Zeit.
Wesentlich schneller, nämlich sofort im Augenblick des Brechens, „heilt" die nach dem zweiten Verfahren hergestellte Drahtverbindung. Hierbei werden die Drähte mit einem sehr niedrig schmelzenden elektrisch leitfähigen Material überzogen. Wird die Leitung durch irgendwelche Einflüsse zerstört, dann erhöht sich kurz vor dem endgültigen Bruch der Übergangswiderstand an der Bruchstelle, wodurch sich diese erwärmt. Der Überzug schmilzt und füllt die Bruchstelle aus.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

13. JAHRGANG · 1. AUGUSTHEFT **15** 1964

Zur Bedarfsforschung bei elektroakustischen Konsumgütern

Teil III und Schluß: Verbrauch und Ausstattung der Haushalte der DDR an bzw. mit Fernsehempfängern und Fonogeräten

Dipl. oec. HORST SCHOLZ, Institut für Bedarfsforschung Leipzig

Erzeugnisgruppen Fernsehempfänger

TV-Tisch- und -Standgeräte
Fernsehtruhen

Die in Tabelle 5 gezeigte relativ schnelle Entwicklung des Verbrauches wird auch durch Bild 3 gut veranschaulicht.

Tabelle 5

Die Entwicklung des Verbrauchs der Bevölkerung an Fernsehempfängern von 1952 bis 1963[1])

Jahr (1)	Verbrauch insgesamt TSt. (2)	zum Vorjahr % (3)	davon: TV-TG/St TSt. (4)	Anteil % (5)	TV-Truhen TSt. (6)	Anteil % (7)
1952/53	~ 1,0	—	1,0	100,0	—	—
1954	4,0	4fache	4,0	100,0	—	—
1955	33,0	8fache	33,0	100,0	—	—
1956	50,5	151,4	50,5	100,0	—	—
1957	100,5	198,8	91,4	90,9	9,1	9,1
1958	172,3	171,5	159,2	92,5	13,0	7,5
1959	325,7	189,0	304,7	93,4	20,9	6,6
1960	459,1	140,9	436,4	94,8	22,8	5,2
1961	421,3	91,6	406,7	96,3	14,9	3,7
1962	476,0	112,8	456,0	95,8	20,0	4,2
1963	540,3	113,5	526,0	97,4	14,3	2,6

[1]) Zahlenmaterial: 1952/53/54/55 = Berechnungen des IfB Leipzig 1956 bis 1962 = Stat. Jahrbuch der DDR, Kapitel Wirtschaftsbereich/Binnenhandel 1963 = Berechnungen des IfB Leipzig. Die Strukturanteile sind ebenfalls durch das IfB Leipzig errechnet.
Die jährlichen Verbrauchsgrößen schließen die Importe aus der ČSSR und der VR Ungarn ein.

Der bisherige Gesamtverbrauch und die jährliche Verbrauchsgröße wurden bis Anfang des Jahres 1964 durch die Produktionsmöglichkeiten begrenzt. Bis Ende des Jahres 1963 war — auch bei dem gegebenen Preisniveau — ständig ein Nachholebedarf vorhanden.

Noch wesentlich deutlicher kommt diese Tatsache in der bisherigen Struktur des Verbrauchs zum Ausdruck. Die Verbrauchsstruktur wurde bis Mitte 1963 ausschließlich durch die Produktionsstruktur bestimmt.

Es entsteht der Eindruck, daß die Produktionsbetriebe sich in erster Linie auf die wertmäßige Erfüllung ihres Planes der Warenproduktion orientierten. Diese Feststellung wird durch die Kennziffern in Tabelle 6 unterstrichen.

Die bisher ständig negative Bilanz des Warenangebotes gegenüber dem Bedarf hatte zur Folge, daß Tisch- und Standgeräte sowie Truhen — trotz sehr unterschiedlicher Preise — als Substitute auftraten. Diese Verbrauchsentwicklung entsprach nicht der Bedarfsstruktur bei der Bevölkerung. Der Beweis für diese Behauptung wird durch die Verbrauchsentwicklung 1963 erbracht. Die

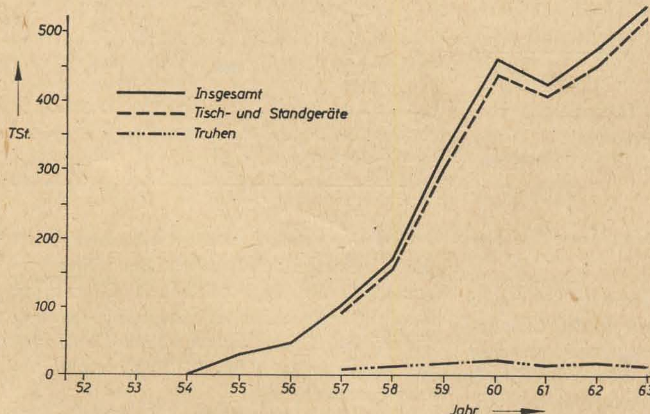


Bild 3: Entwicklung des Verbrauchs an Fernsehempfängern in der DDR in den Jahren 1952 bis 1963 in TSt.

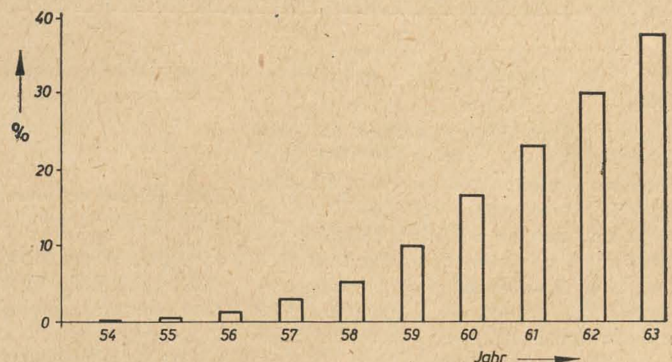


Bild 4: Entwicklung der Ausstattung der Bevölkerung der DDR mit Fernsehgeräten in den Jahren 1954 bis 1963 je 100 HH

Tabelle 6
Produktionsstruktur der Fernsehgeräte in der DDR von 1957 bis 1961[3])

Jahr (1)	TV-TG % (2)	TV-St. % (3)	TV-Truhen % (4)
1957	85,0	4,9	9,1
1958	87,3	5,4	7,3
1959	85,3	7,3	7,4
1960	79,1	15,4	5,5
1961	76,6	19,5	4,3

[3]) Entnommen: Schumann: „Die Entwicklung . . .“ in Mitteilungen des IfB Leipzig, Heft 2/62, Seite 67 Tabelle 17 — für die Jahre 1962/63 lagen keine Werte vor.

Stabilisierung des Warenangebotes erfolgte zuerst bei TV-Truhen, und zwar bereits im I. Quartal, und im 2. Halbjahr bei TV-Standgeräten. Bei TV-Tischgeräten war zu diesem Zeitpunkt noch eine sehr hohe Nachfrage gegenüber dem Warenangebot vorhanden.
Gegen Ende des Jahres 1963 und im I. Quartal 1964 wurde — territorial unterschiedlich — eine gewisse Sättigungsgrenze im Verbrauch erreicht. Diese Sättigungsgrenze gilt allerdings nur für die gegenwärtigen Zahlungsbedingungen und das jetzige Preisniveau.
Die Ausstattung der Haushalte der DDR mit Fernsehgeräten nahm auf Grund der bisherigen Verbrauchsentwicklung folgenden Verlauf (Tabelle 7):

Tabelle 7
Die Entwicklung der Anzahl der Fernsehfunkgenehmigungen, der Ausstattung je 100 HH und die Differenzen zwischen Zuwachs an Genehmigungen und Warenverkauf

Jahr (1)	Genehmig. lt. DP[3]) TSt. (2)	Ausstattung je 100 HH St. (3)	jährl. Zuw. d. Genehmig. TSt. (4)	Diff. Zuw. Genehmig. zu Warenverk. = Spalte (4) ./. Spalte (2) v. Tabelle 5 St. (5)
1953	—	—	—	./. 1,0
1954	2,3	0,04	2,3	./. 1,7
1955	13,6	0,21	11,3	./. 21,7
1956	70,6	1,12	57,0	+ 6,5
1957	159,5	2,55	88,9	./. 11,6
1958	317,6	5,12	158,1	./. 14,2
1959	593,5	9,61	275,9	./. 49,8
1960	1035,0	16,15	441,5	./. 17,6
1961	1459,3	22,71	424,3	+ 3,0
1962	1892,5	29,40	433,2	./. 42,8
1963	2378,9	37,50	486,4	./. 53,9

[3]) 1954—1959: Statistisches Jahrbuch der DDR 1959, Seite 527. 1960: Statistisches Jahrbuch der DDR 1960/61, Seite 527. 1961: Statistisches Jahrbuch der DDR 1962, Seite 505 1962/63: radio und fernsehen 12 (1963) H. 4 und 13 (1964) H. 4, Angaben jeweils per 31. 12. des Jahres.

Die Gesamtausstattung der Haushalte

Der angegebene Haushaltsbestand an Fernsehempfangsgeräten per 31. 12. 1963 muß allerdings korrigiert werden. Er ist um etwa 30,0 TSt. Geräte zu erhöhen. Die Korrektur ergibt sich aus der zeitlichen Differenz des Kaufs und der Anmeldung bei der Deutschen Post. Der Käufer hat zur Anmeldung 4 Wochen Zeit, so daß die im Dezember 1963 angeschafften Fernsehgeräte noch nicht alle in der Statistik der DP erscheinen.
Danach waren die Haushalte der DDR per 31. 12. 1963 mit

2409,0 TSt. TV-Empfängern ≈ 38 St. je 100 HH

ausgestattet. Dieser Haushaltsbestand ist auf die Gesamthaushalte der Republik, einschließlich 1695,0 TSt. Rentner-Haushalte, bezogen (siehe auch Bild 4).
Im Jahre 1963 führte die Zentralverwaltung für Statistik der DDR eine repräsentative Bestandserhebung in Arbeiter- und Angestelltenhaushalten durch. In diesen Haushalten waren im August 1963 42,1 St. Fernsehgeräte je 100 HH vorhanden. Dieses Ergebnis unterstreicht den errechneten Bestand von etwa 38 Geräten je 100 HH unter Berücksichtigung der Gesamthaushalte.
Der Einzelhandel verkaufte bis 31. 12. 1963 insgesamt 2583,7 TSt. Fernsehempfänger. In der Statistik der Deutschen Post werden zum gleichen Zeitpunkt nur 2378,9 TSt. als in den Haushalten befindlich ausgewiesen. Die Differenz in Höhe von 204,8 TSt. verringert sich einmal um die 30,0 TSt. oben erwähnter Geräte. Die Abweichung kann folgende Ursachen haben:

a) Ein Teil der TV-Empfänger wird als Zweitgerät benutzt. Dieser Anteil ist m. E. äußerst gering.
b) Es können ebenfalls „Schwarzhörer“ existieren. Der Anteil ist aber gleichfalls äußerst gering. Jede Verkaufsstelle, die einen TV-Empfänger verkauft, ist verpflichtet, der Deutschen Post die Anschrift des Käufers mitzuteilen.
c) Es wurde ein direkter Ersatz bereits vorhandener Geräte vorgenommen. Dieser Grund kann am ehesten die Abweichung erklären.

Die Struktur der technischen Auslegung der Geräte

In diesem Abschnitt soll nur kurz auf einige wiedergabetechnische Faktoren, die den Bedarf beeinflussen können, eingegangen werden. Dazu sind in erster Linie das Bildformat und der Ablenkungsgrad der Bildröhre zu rechnen, da beide auf den moralischen Verschleiß einwirken, ferner die Eingangsempfindlichkeit der Geräte, der Bedienungskomfort (die in den Geräten enthaltene Automatik) usw.
Die in den Haushalten befindlichen Fernsehempfänger sind Ende 1963 mit

30-cm-Bildröhren zu 9,8%
43-cm-Bildröhren zu 71,6%
53/59-cm-Bildröhren zu 18,6%

ausgerüstet. Über die Zusammensetzung nach Ablenkungsgraden liegen gegenwärtig noch keine Werte vor.
Die empfangstechnische Auslegung der Geräte kann zur Zeit noch nicht analysiert werden.

Bemerkungen zur weiteren Bedarfsentwicklung

Aus dem bisherigen Verbrauch und dem Ausstattungsniveau können u. a. folgende Schlußfolgerungen gezogen werden:

1. Der Ausstattungsbedarf erreicht im Jahre 1964 — unter den Bedingungen der gegenwärtigen Zahlungsbedingungen und des Preisniveaus — einen Höhepunkt.
2. Der Ersatzbedarf nimmt 1964 und in den nächsten Jahren in steigendem Maße zu, da er auf Grund des Warenangebotes voll wirksam werden kann. Das trifft sowohl für den aus dem physischen als auch aus dem moralischen Verschleiß herrührenden Bedarf zu.
3. Bei Einführung bedarfslenkender Maßnahmen wie Teilzahlung und Preisregulierungen wird sich die Sättigungsgrenze erweitern. Der Anteil des Ausstattungsbedarfes wird allerdings in jedem Fall allmählich zurückgehen.
4. Die jährliche Bedarfsgröße wird auf Grund des noch zu erwartenden Ausstattungsbedarfes und des zunehmenden Ersatzbedarfes in den nächsten Jahren etwa konstant bleiben.

Erzeugnisgruppen Fonogeräte

Magnettonbandgeräte
elektrische Plattenspieler

Tabelle 8
Die Entwicklung des Verbrauchs der Bevölkerung an Magnettonbandgeräten und Plattenspielern von 1956 bis 1963[4])

Jahr (1)	Magnettongeräte TSt. (2)	Plattenspieler TSt. (3)
1956	25,8	—
1957	14,6	29,9
1958	31,0	48 3
1959	33,5	52,6
1960	42,5	70,7
1961	50,1	58,9
1962	41,6	86,7
1963	31,0	62,0

[4]) Das Zahlenmaterial beruht auf Berechnungen des IfB Leipzig

In den Verbrauchszahlen der einzelnen Jahre sind die Sologeräte, die Chassis und die eingebauten Geräte (in Musiktruhen, Fonosupern usw.) enthalten. Der Anteil an Fonogeräten, der an die Einbauindustrie (Rundfunk- und Fernsehgerätehersteller) geliefert wurde, betrug durchschnittlich

1,0% bei Magnettongeräten und
30,0% bei Plattenspielern

vom Jahresverbrauch. Bei Plattenspielern ist noch festzustellen, daß sich der Verbrauch in den letzten 3 Jahren strukturell folgendermaßen verteilte:

Einfachplattenspieler ~85%
Fonovitrinen ~10%
Wechsler und Automaten ~5%

Die jährliche Verbrauchsgröße und der bisherige Gesamtverbrauch können m. E. keineswegs zufrieden stellen. Die DDR stellt unter allen Ländern, die einen ähnlichen hohen Ausstattungsgrad bei Rundfunk- und Fernsehempfängern erreicht haben bzw. eine ähnliche Verbrauchsentwicklung zu verzeichnen hatten, eine Ausnahme dar, und zwar in Richtung eines niedrigen Verbrauchs — zumindest an Plattenspielern. Im Interesse einer ständigen Erhöhung des kulturellen Niveaus der Bevölkerung müßten auch im Verbrauch dieser Konsumgüter bedarfsfördernde Maßnahmen durchgeführt werden. Für die bisherige Verbrauchsentwicklung gibt es eine ganze Reihe von Ursachen. Sie liegen bei Tonbandgeräten beispielsweise

in einem ungenügenden Sortiment
im Preisniveau des vorhandenen Warenangebotes
in der ungenügenden Bandqualität [1]
und bei Plattenspielern zum Beispiel
im Warenangebot und Preisniveau (keine richtige Preisrelation zu einem Reiserundfunkgerät)
im ungenügenden Kunden- und Reparaturdienst
im verbesserungsbedürftigen Schallplattenangebot u. a. m.

Auf Grund des bisherigen Verbrauches nahm die Ausstattung der Haushalte mit Fonogeräten folgenden Verlauf:

Tabelle 9
Die Entwicklung des absoluten Bestandes an Fonogeräten in den Haushalten und die Ausstattung je 100 Haushalte[5])

Jahr	Magnettongeräte Bestand absolut TSt.	Magnettongeräte Ausstattung je100HH St.	Plattenspieler Bestand absolut TSt.	Plattenspieler Ausstattung je100HH St.
(1)	(2)	(3)	(4)	(5)
1956	25,8	0,40	—	—
1957	40,4	0,64	29,9	0,47
1958	71,2	1,14	78,2	1,24
1959	104,9	1,66	130,9	2,04
1960	147,7	2,30	201,6	3,14
1961	197,5	3,10	260,5	4,05
1962	239,1	3,80	347,2	5,40
1963	270,1	4,20	409,2	6,30

[5]) Die Zahlenangaben beruhen auf Berechnungen des Instituts für Bedarfsforschung Leipzig

Ende des Jahres 1963 war demnach eine Ausstattung — bezogen auf die Gesamthaushalte — von

270,1 TSt. Magnettongeräten
= 4,2 St. je 100 Haushalte
409,2 TSt. Plattenspieler
= 6,3 St. je 100 Haushalte

erreicht.
Zweifellos wurden vor 1957 bereits größere Mengen elektrischer Plattenspieler gekauft. Diese Mengen wurden jedoch für die Ausstattung hier nicht berücksichtigt, da es sich fast ausschließlich um Geräte handelt, auf denen nur die 78 U/min Schallplatten gespielt werden können. Diese Geräte sind daher mehr oder weniger alle moralisch und physisch (durch die Abtastsysteme) verschlissen.

Bemerkungen zur weiteren Bedarfsentwicklung

Für eine positive Bedarfsentwicklung in den kommenden Jahren gilt es in erster Linie, die oben genannten Ursachen für den bisherigen unbefriedigenden Verbrauch zu beseitigen. Insbesondere die Fragen eines genügenden Sortiments, richtiger Preisrelationen im Warenangebot sowie des Kunden- und Servicedienstes sind dabei zu klären. Vorher wird mit keiner spürbaren Bedarfserhöhung zu rechnen sein.
Die jährlichen Bedarfsgrößen werden unter den gegenwärtigen Bedingungen nur allmählich anwachsen.

Literatur

[1] Magnettonbandtechnik — nur zum Vergnügen? radio und fernsehen 12 (1963) H. 5 S. 131

X 2 Q 15/16 – neue Magnetköpfe für die Viertelspurtechnik

Dipl.-Ing. ERICH KUBAT
Mitteilung aus FORSCHUNG und ENTWICKLUNG ELEKTROAKUSTIK (FEE) Leipzig

Einleitung

Die internationale Tendenz auf dem Magnettongebiet ist seit einigen Jahren durch Verringerung der Bandgeschwindigkeit, Verringerung der Spurbreite und Verkleinerung der Banddicke (Trägermaterial) gekennzeichnet. Auf dem Heimbandgerätesektor war schon frühzeitig mit der Einführung der Halbspurtechnik begonnen worden. Seitdem ist sowohl von seiten der Geräte- und Magnetkopfentwickler, als auch der Bandhersteller immer stärker an der Verbesserung der Erzeugnisse gearbeitet worden. Die Einführung der Viertelspurtechnik (auch Vierspurtechnik genannt) stellt an die Geräte- und Bandhersteller erhöhte Anforderungen. Durch die nochmalige Unterteilung der Spur gegenüber der Halbspur tritt unter Umständen ein Pegelverlust ein, der sich vor allem auf den Fremdspannungsabstand auswirken kann. Auch macht sich ein „Loch" (drop out) in der Magnetschicht stärker bemerkbar als bei einer breiteren Spur. Ein derartiger Pegelausfall ist bei den hohen Frequenzen besonders störend. Dasselbe gilt auch, wenn das Band zu dick, d. h. zu steif ist. Um einen guten Band-Kopf-Kontakt zu erreichen, wurde der Träger der Magnetschicht immer dünner, was auch einer längeren Spieldauer zugute kommt. Das dünnere Band aber wiederum forderte schonendere Behandlung durch das Gerät, wie genauere Bandführungen, weichere Bandanzugs- und Stoppmomente usw.
Hieraus geht hervor, daß zur Einführung der Viertelspurtechnik eine ganze Reihe von Voraussetzungen erfüllt sein muß. Vom Bandhersteller werden zur Zeit entsprechende Anstrengungen zur Herstellung eines derartigen Bandes unternommen (CS-Band). Der VEB Meßgerätewerk Zwönitz hat mit der Entwicklung einer Standardreihe von Heimbandgeräten begonnen, deren erste Ausführungen in den Verkaufsstellen bereits zu haben sind [radio und fernsehen 12 (1963) H. 4 S. 109 und 13 (1964) H. 3 S. 94].

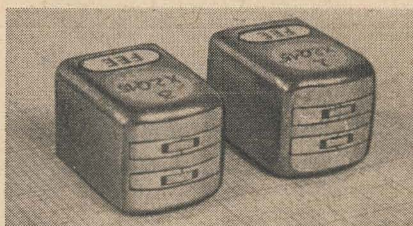


Bild 1: 2/4-Spur-Magnetköpfe X 2 Q 15, X 2 Q 16

Die FORSCHUNG UND ENTWICKLUNG ELEKTROAKUSTIK (Abteilung Magnetkopf) begann vor einiger Zeit mit der Entwicklung einer Typenreihe der wichtigsten Magnetköpfe. Als erste Entwicklungen sollen hier die neuen Viertelspurmagnetköpfe für Aufzeichnung und Wiedergabe vorgestellt werden. Bild 1 zeigt die äußere Form des Magnetkopfes.

Typenbezeichnung

Die Benennung der einzelnen Typen erfolgt nach dem TGL-Vorschlag 200-7056. Die beiden Magnetköpfe tragen demzufolge die Bezeichnung X 2 Q 15 und X 2 Q 16. Darin bedeuten in der Reihenfolge:
der 1. Buchstabe die Verwendung (X = Magnetkopf für Aufzeichnung und Wiedergabe),
die folgende Ziffer die Anzahl der im Magnetkopf enthaltenen Magnetsysteme (2 = Magnetsysteme),
der Buchstabe an dritter Stelle die Spurbreite für Standardband — 6,25 mm — (Q = Viertelspur, etwa 1 mm breit),
die letzte Ziffer eine laufende Herstellungsbezeichnung (15 = niederohmiger Typ, 16 = hochohmiger Typ).

Aufbau

Der Magnetkopf arbeitet nach dem Prinzip eines Induktionswandlers. Der magnetische Kreis besteht aus zwei symmetrischen, mit einer Spule versehenen Kernpaketen und einer die Arbeitsspaltabmessungen festlegenden unmagnetischen Folie aus Berylliumbronze. Zwischen den beiden Systemen befindet sich eine Abschirmwand aus lamelliertem Material zur Erzielung einer größeren Nebenspurdämpfung. Das Magnetsystem ist in einer Abschirmhaube aus Muniperm eingegossen. Der Versatz der Arbeitsspalte in Bandlaufrichtung ist kleiner als 1 μm. Bild 2 zeigt die mechanischen Abmessungen und das elektrische Funktionsschema des Magnetkopfes.

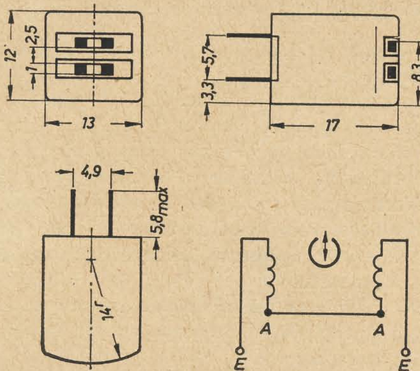


Bild 2: Mechanische Abmessungen und elektrisches Funktionsschema

Elektrische Daten

Aus Bild 3 ist der Verlauf der von den Magnetköpfen X 2 Q 15 (Kurzbezeichnung X 15) und X 2 Q 16 (Kurzbezeichnung X 16) beim Wiedergeben der Bezugsbänder 9 und 19 abgegebenen mittleren Leerlaufspannung (Φ_0/mm = 256 pVs/mm) zu ersehen.
Die guten Wiedergabeeigenschaften der beiden Typen sind auf eine optimale Dimensionierung der Kernpaketform zurückzuführen. Für die Wiedergabe im unteren Frequenzbereich ist die geringe „Welligkeit" besonders auffallend. Zum Vergleich sind im Bild 4a—c die Ergebnisse der unter gleichen Bedingungen gemessenen Viertelspurmagnetköpfe der Firmen TESLA (ČSSR), TELEFUNKEN und BOGEN (beide DBR) dargestellt. Aus Bild 4d

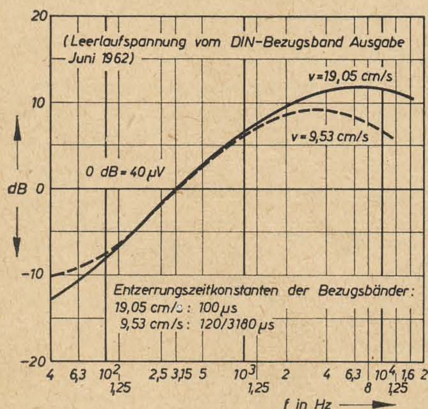


Bild 3: Frequenzgang der Leerlaufspannung U = f (f). Die Abweichung der Systeme ist geringer als 3 dB (0 dB = 40 μV für X 2 Q 15, 0 dB = 155 μV für X 2 Q 16)

ersieht man die geringe Welligkeit des X 15/16. Der nach tiefen Frequenzen ansteigende Pegel (infolge der endlichen Permeabilität des Kernmaterials und in der Darstellung noch verfahrensbedingt) läßt sich durch einfache Maßnahmen im Gerät leicht entzerren.
Die Form des Leerlaufspannungsverlaufs bei Wiedergabe einer Aufzeichnung mit einem konstanten Niederfrequenzstrom von etwa

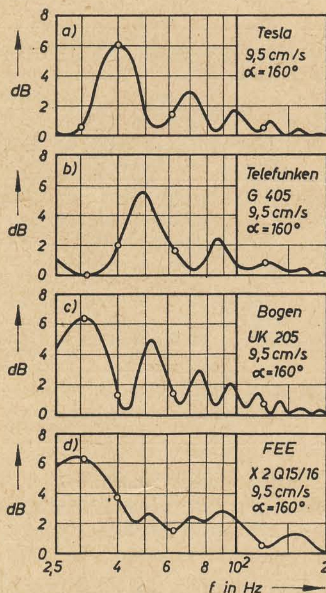


Bild 4: Frequenzgänge verschiedener 2/4-Spur-Magnetköpfe bei tiefen Frequenzen. Bezugsfrequenz f = 200 Hz. Frequenzen des DIN-Bezugsbandes sind besonders gekennzeichnet

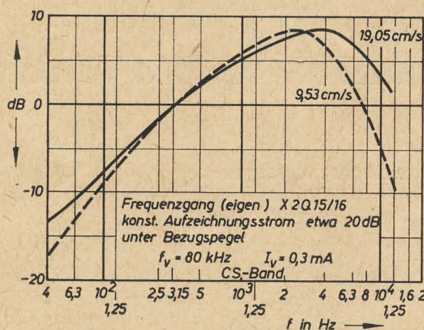


Bild 5: Aufzeichnung-Wiedergabefrequenzgang

20 dB unter Bezugspegel bei optimalem Vormagnetisierungsstrom I_{vo} ist ein Kennzeichen zur Einschätzung der Aufzeichnungseigenschaften des Magnetkopfes, z. B. der Verluste bei hohen Frequenzen (Bild 5).
Die neue Bandsorte des VEB Filmfabrik Wolfen (ORWO-CS-Band) zeigt ihre besonders guten Eigenschaften bei der Wiedergabe der hohen Frequenzen. Der Unterschied im Pegel bei f = 10 kHz zwischen CR- und CS-Band beträgt unter gleichen Meßbedingungen etwa 8 dB.

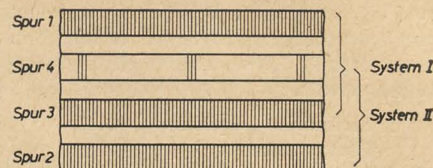


Bild 6: Schematische Darstellung der Messung der Nebenspurdämpfung

Bei Magnetköpfen, die für Stereo- oder auch Mehrspurbetrieb verwendet werden sollen, ist die Nebenspurdämpfung, d. h. die Beeinflussung der Systeme untereinander, ein wichtiges Merkmal. Hohe Dämpfungen erreicht man durch eine entsprechende Abschirmung. Vor allem müssen die starken Streufelder am Arbeitsspalt wirksam gegeneinander abgeschirmt sein. Das geschieht in der vorliegenden Konstruktion durch eine spezielle, lamellierte, aus verschiedenen Materialien bestehende Abschirmung.
Bild 6 zeigt das Prinzip der Messung der Nebenspurdämpfung.
Um alle Einflüsse bei Aufnahme und Wiedergabe zu erfassen, werden drei Spuren mit einer

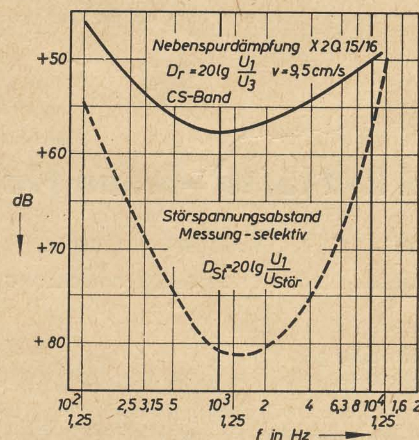


Bild 7: Frequenzgang der Nebenspurdämpfung und des Störspannungsabstandes

Aufzeichnung versehen. Die Nebenspurdämpfung ist dann das logarithmierte Verhältnis der Spannung einer mit Aufzeichnung versehenen Spur zu der Spannung, die bei der Wiedergabe der „leeren" Spur entsteht (Bild 7).

Zusammenstellung der wichtigsten Daten beider Magnetkopftypen

	X 2 Q 15	X 2 Q 16
Induktivität L in mH:	80	1000
Gleichstromwiderstand R_0 in Ω:	46	680
Wiedergabefaktor $ü_W$ in μV/pVs: (315 Hz, 256 pVs/mm, 9,5 cm/s)	1,5	6
Aufzeichnungsfaktor $ü_Z$ in pVs/μA: (315 Hz, 9,5 cm/s CS-Band)	1,5	10
Optimaler Vormagnetisierungsstrom I_{VO} in mA: (f_V = 80 kHz, f_Z = 3 kHz)	0,3	0,3
Spannungsbedarf bei I_{VO} U_{VO} in V:	≃ 10	≃ 100
Spaltweite w_S in μm:	3	3

Thermoelektrische Kühlung Teil 1

Dr. K. STECKER

Allgemeines

Es ist jedem Techniker geläufig, daß man mit Thermoelementen, d. h. mit zwei miteinander verbundenen verschiedenen Metallen, Temperaturen — richtiger Temperaturdifferenzen — messen kann. Wenn nämlich die beiden Verbindungsstellen der geeignet ausgewählten Metalle (meist in Drahtform) unterschiedliche Temperaturen besitzen, so entsteht eine Thermospannung E_{Th}, die ein Maß für die Temperaturdifferenz ist (Bild 1). T_1 und T_2 sind die Temperaturen, die sich auf die Lötstellen der Metalle I und II beziehen. Dieser physikalische Effekt — er wurde 1822 von T. J. Seebeck entdeckt — stellt eine direkte Umwandlung von Wärmeenergie in elektrische Energie dar. Die Thermospannung, die ein Thermoelement bei einer Temperaturdifferenz von 1 °C erzeugt, nennt man die (differentielle) Thermokraft des Elementes.

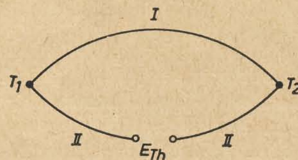


Bild 1: Entstehung der Thermospannung E_{Th} (Seebeck-Effekt); I und II: Metalle, T_1 und T_2: absolute Temperaturen der Lötstellen

1834 entdeckte der französische Uhrmacher J. Ch. A. Peltier die Umkehrung des Seebeck-Effektes, den nach ihm benannten Peltier-Effekt. Schickt man durch den im Bild 1 gezeigten Leiterkreis, der sich ursprünglich auf gleicher Temperatur befinden soll (Bild 2), einen Gleichstrom, so entsteht eine Temperaturdifferenz an den beiden Lötstellen. An einer Lötstelle wird durch den fließenden Strom Wärme absorbiert, die an der anderen wieder abgegeben wird. Bei Umkehr der Stromrichtung wird die warme zur kalten und die kalte zur warmen Lötstelle.

Während der Seebeck-Effekt bei der Temperaturmessung mit Thermoelementen relativ schnell eine technische Nutzanwendung fand, war der Peltier-Effekt bis vor kurzem ohne technische Interesse, da die erreichbaren Abkühlungen mit Metallen nur bei wenigen Grad lagen und die anderen Verfahren zur Kälteerzeugung in jedem Falle rentabler arbeiteten. Durch die Fortschritte der Halbleiterphysik und -technik sind in den letzten Jahren jedoch Materialien gefunden worden (intermetallische Halbleiter), die etwa zehnmal größere Abkühlungen als die beste Metallkombination Wismut/Antimon ermöglichen. Damit drang nun auch der Peltier-Effekt in die Technik ein.

Theorie der Kühlelemente

In einem Halbleiter-Kühlelement sind anstelle der Metalldrähte von Bild 2 zwei Halbleiterkörper getreten, von denen der eine elektronenleitend (n-leitend) und der andere defektelektronenleitend (p-leitend) ist. Eine metallische Lötverbindung zwischen beiden Halbleitern und mit den Stromzuführungen ermöglicht beim Anlegen einer Spannungsquelle den Stromfluß, der bei der im Bild 3 gezeigten Polung die obere Lötverbindung auf die Temperatur T_k abkühlt. Ein zu kühlendes Objekt wird mit der kalten Seite des Elementes in guten Wärmekontakt gebracht und dadurch mit abgekühlt. Die dem Element entzogene Wärme wird auf der warmen Seite (Temperatur T_w) zusammen mit der Stromwärme an einen geeigneten Wärmeaustauscher abgegeben.

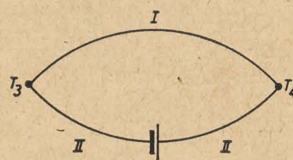


Bild 2: Peltier-Effekt; I und II: Metalle, T_3 und T_4: Lötstellentemperaturen bei Stromfluß

Unter Vernachlässigung der Temperaturabhängigkeiten der Materialeigenschaften und Annahme linearer Verhältnisse wollen wir nun die thermoelektrische Kühlung etwas näher betrachten.

Es sei α die differentielle Thermokraft des Leiterpaares,

- T_k die absolute Temperatur der kalten Seite,
- T_w die absolute Temperatur der warmen Seite,
- ΔT die Temperaturdifferenz $T_w - T_k$ und
- I der fließende Strom.

Durch den Peltier-Effekt wird auf der kalten Seite die Wärmeleistung

$$Q_k = \alpha \cdot T_k \cdot I \qquad (1)$$

aufgenommen. Da der Strom die Gegenspannung des Thermoelementes

$$E_{Th} = \alpha \cdot \Delta T \qquad (2)$$

überwinden muß, erscheint an der warmen Seite die Wärmeleistung

$$Q_w = Q_k + \alpha \cdot \Delta T \cdot I = \alpha \cdot T_w \cdot I \qquad (3)$$

Wie aus Gl. (1) ersichtlich, wird man ein großes α fordern. Dies erreicht man durch Verwendung von Materialien mit reiner n- bzw. p-Leitung für die Elementschenkel, denn die differentielle Thermokraft einer Leiterkombination ist gleich der Differenz der absoluten Thermokräfte der einzelnen Schenkel. Ein reiner p-Leiter besitzt eine positive absolute Thermokraft ($\alpha_p > 0$), ein reiner n-Leiter jedoch eine negative ($\alpha n < 0$)! Somit kann

$$\alpha = \alpha_p - \alpha_n \qquad (4)$$

groß gehalten werden, ohne daß die Beträge von α_p und α_n selbst sehr hoch liegen, was aus noch zu erläuternden Gründen ungünstig ist.

Dem reversiblen Peltier-Effekt sind zwei irreversible Prozesse überlagert: die Stromwärme und die Wärmeleitung.

Die Joulesche Leistung ist

$$Q_E = I^2 \cdot R \qquad (5)$$

wobei sich der Elementwiderstand R additiv aus den Widerständen R_p und R_n der Einzelschenkel zusammensetzt (Reihenschaltung).

Bei vorhandener Temperaturdifferenz fließt wegen der Wärmeleitfähigkeit der Schenkel von der warmen zur kalten Seite ein Wärmestrom, dessen Leistung

$$Q_L = K \cdot \Delta T \qquad (6)$$

ist. Der Wärmeleitwert K des Elementes setzt sich wieder additiv aus den Wärmeleitwerten K_p und K_n der Einzelschenkel zusammen (Parallelschaltung).

Mit der Annahme, daß die Hälfte der im Element entstehenden Jouleschen Wärme — das entspricht unserer Linearitätsvoraussetzung — zur kalten Lötstelle fließt, wird die Nutzkühlleistung an dieser

$$Qn = \alpha \cdot T_k \cdot I - \frac{1}{2} I^2 \cdot R - K \cdot \Delta T \qquad (7)$$

Unabhängig von ΔT hat Qn für

$$I = I_m = \frac{\alpha \cdot T_k}{R} \qquad (7a)$$

ein Maximum. Das Produkt I · R ist aber der ohmsche Spannungsabfall des fließenden Stromes am Element. Wir definieren

$$V = I \cdot R \qquad (8)$$

Die Klemmspannung U des Elementes setzt sich zusammen aus dem ohmschen Spannungsabfall und der Thermospannung.

Aus den Gln. (2) und (8) folgt

$$U = I \cdot R + \alpha \cdot \Delta T \qquad (9)$$

Die Gln. (8) und (9) auf Gl. (7a) angewandt führen zu

$$V_m = \alpha \cdot T_k \qquad (8a)$$

und

$$U_m = \alpha \cdot T_w \qquad (9a)$$

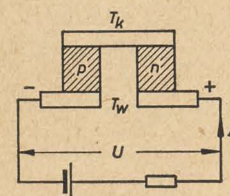


Bild 3: Halbleiter-Kühlelement; p und n: Schenkel verschiedenen Leitungstyps, T_k und T_w: absolute Temperaturen der kalten bzw. warmen Seite

Das bedeutet, daß unabhängig von der Geometrie eines Kühlelementes oder der vorhandenen Temperaturdifferenz stets die maximal mögliche Pumpleistung vorliegt, wenn die Klemmspannung U der Gleichung (9a) genügt. Es zeigt sich hier wieder die große Bedeutung der Thermokraft.

Fügt man Gl. (7a) in Gl. (7) ein, so wird

$$Qn_m = \frac{\alpha^2 T_k^2}{2R} - K \cdot \Delta T_m \qquad (7b)$$

wobei der Index m die Bedingung $I = I_m$ charakterisieren soll. Man sieht sofort, daß ein Peltier-Element maximal die Nutzkühlleistung

$$Qn_{max} = \frac{\alpha_2 \cdot T_w^2}{2R} \qquad (10)$$

transportieren kann, wenn nämlich bei $I = I_m$ die Belastung der kalten Lötstelle soweit gesteigert wird, daß die Temperaturdifferenz verschwindet, d. h. $T_k = T_w$ wird.
Das Verhältnis von vorhandener Nutzkühlleistung zu der maximal möglichen bezeichnet man als relative thermische Belastung

$$\beta = \frac{Qn}{Qn_{max}} \qquad (11)$$

Isoliert man dagegen die kalte Seite thermisch ideal ($Qn = 0$), so arbeitet der Peltier-Effekt nur noch gegen die Joulesche Wärme und gegen die Wärmeleitung, und die Temperaturdifferenz muß den größten Wert annehmen. Es wird

$$\Delta T_{max} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\alpha^2}{R \cdot K} \cdot T_k^2 \qquad (12)$$

d. h., die erreichbare Temperaturdifferenz fällt mit dem Quadrat der absoluten Temperatur der kalten Lötstelle! Es sei hier bereits bemerkt, daß im allgemeinen bei fallender Temperatur auch noch die Materialeigenschaften schlechter werden, wodurch ΔT_{max} in der Praxis kleiner ist als es sich aus Gl. (12) errechnet.
Betrachten wir einmal den Ausdruck $\alpha^2/R \cdot K$ etwas näher, den man als „Element-Effektivität" Z_E bezeichnet.
Die Thermokraft α — hier sogar quadratisch enthalten — ist eine reine Materialeigenschaft. Das Produkt $R \cdot K$ dagegen ist außer vom spezifischen elektrischen Widerstand (ϱ_p, ϱ_n) und vom spezifischen Wärmeleitvermögen ($\varkappa_p$, $\varkappa_n$) der Schenkel auch noch von deren Geometrie abhängig! Bei gleicher Länge der p- und n-Schenkel — das wird konstruktiv fast immer erforderlich sein — kann man durch Variation der Querschnitte (q_p, q_n) erreichen, daß $R \cdot K$ ein Minimum annimmt und somit die Element-Effektivität maximal wird. Dies tritt ein, wenn

$$\frac{q_p}{q_n} = \sqrt{\frac{\varrho_p \cdot \varkappa_n}{\varrho_n \cdot \varkappa_p}} \qquad (13)$$

erfüllt ist. Dann wird

$$(R \cdot K)_{min} = \left(\sqrt{\varrho_p \varkappa_p} + \sqrt{\varrho_n \varkappa_n}\right)^2 \qquad (14)$$

Die Bedingung (13) ist nicht kritisch. Weicht man vom geforderten Wert um 50% ab, so wirkt sich dies in Gl. (14) nur mit etwa 4% aus! Deshalb kann man die Querschnitte in fast allen Fällen für beide Schenkel gleich wählen.
Mit Gl. (13) läßt sich nun die Element-Effektivität auf einen maximalen Wert erhöhen, der nur noch von den Materialeigenschaften abhängt. Man erhält als Material-Effektivität des Elementes oder schlechthin „Effektivität"

$$Z = \frac{\alpha^2}{(R \cdot K)_{min}} = \frac{(\alpha_p - \alpha_n)^2}{\left(\sqrt{\varrho_p \varkappa_p} + \sqrt{\varrho_n \varkappa_n}\right)^2} \qquad (15)$$

Wegen der schon bei Gl. (14) gemachten Anmerkung ist diese Effektivität bei gleichen Schenkelabmessungen meist praktisch der Element-Effektivität Z_E gleich, wenn das Element freisteht. Umgibt man jedoch die Schenkel mit einem die Wärme leitenden Medium (z. B. vergießt man thermoelektrische Batterien in Kunstharz), so wird der Wärmeleitwert K erhöht, während die anderen Größen unverändert bleiben. Dann kann Z_E erheblich kleiner als Z werden. Wird Gl. (13) erfüllt, dann geht Gl. (12) über in

$$\Delta T_{max} = \frac{1}{2} \cdot Z \cdot T_k^2 \qquad (12a)$$

Die größtmögliche Abkühlung ist also vom Material her durch die in Gl. (15) gezeigte Verquickung der einzelnen Materialeigenschaften festgelegt. Die Effektivität hat somit den Charakter einer Güteziffer des Elementmaterials.
Um nun für den Einzelschenkel eine Güteziffer angeben zu können, definiert man analog die „Schenkel-Effektivität"

$$Z_S = \frac{\alpha_S^2}{\varrho_S \varkappa_S} \qquad (15a)$$

in der α_S die absolute Thermokraft des betreffenden Schenkels bedeutet. Wegen des Quadrates von α ist Z aus den beiden Schenkel-Effektivitäten Z_p und Z_n direkt nur in einfachen Fällen berechenbar. Für $\alpha_p = -\alpha_n$, $\varrho_p = \varrho_n$ und $\varkappa_p = \varkappa_n$ sieht man aber sofort, daß die Gln. (15) und (15a) gleiche Werte liefern.
Wenden wir uns nun wieder der Gl. (7) zu. Mit den Gln. (7a), (10) und (12) bzw. (12a) läßt sich für einen beliebigen Betriebsstrom I mit

$$p = \frac{I}{I_m} \qquad (16)$$

schreiben

$$Qn = Qn_{max} \cdot \frac{T_k^2}{T_w^2} \cdot \left[\left(1 - \frac{\Delta T}{\Delta T_{max}}\right) - (1 - p)^2\right] \qquad (17)$$

Stellt man nach ΔT um, so wird mit Gl. (11)

$$\Delta T = \Delta T_{max} \cdot \left[1 - (1 - p)^2 - \frac{T_w^2}{T_k^2} \cdot \beta\right] \qquad (18)$$

Damit sind Nutzkühlleistung und Temperaturdifferenz auf die Maximalwerte bezogen.
In vielen Bereichen der Technik ist es jedoch von besonderem Interesse, mit welcher elektrischen Leistung eine vorgegebene Kühlleistung gepumpt wird, d. h., welchen Wert das Leistungsverhältnis — auch Kühlleistungsfaktor genannt — besitzt. Das Leistungsverhältnis erhält man aus Gl. (7) durch Division mit der elektrischen Leistung.

$$\varepsilon = \frac{Qn}{Qe} = \frac{Qn}{U \cdot I} \qquad (19)$$

Betrachtet man ε bei fest vorgegebenen Temperaturen in Abhängigkeit der Betriebsspannung, so erhält man für

$$U = U_{opt} = U_m \cdot \frac{\Delta T}{T_w} \cdot \frac{\sqrt{1 + A}}{\sqrt{1 + A} - 1} \qquad (20)$$

ein Optimum von ε. Die als Arbeitsfaktor bezeichnete Größe A ist in Anlehnung an Dahlberg definiert als

$$A = Z_E \cdot \frac{T_w + T_k}{2} \qquad (21)$$

Die bei $U = U_{opt}$ fließende Stromstärke ist

$$I_{opt} = I_m \cdot \frac{\Delta T}{T_k} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + A} - 1} \qquad (22)$$

Der Wert des Optimums von ε wird

$$\varepsilon_{opt} = \frac{T_k}{\Delta T} \cdot \frac{\sqrt{1 + A} - \frac{T_w}{T_k}}{\sqrt{1 + A} + 1} \qquad (23)$$

Für diesen Betriebsfall erhält man die Nutzkühlleistung zu

$$Qn_{opt} = 2 \cdot Qn_{max} \cdot \frac{T_k}{T_w} \cdot \frac{\Delta T}{T_w} \cdot \frac{\sqrt{1 + A}}{A^2} \cdot \left(\sqrt{1 + A} - \frac{T_w}{T_k}\right) \cdot \left(\sqrt{1 + A} + 1\right) \qquad (24)$$

Der erste Faktor in Gl. (23) ist die Leistungsziffer des idealen Carnot-Prozesses für Kältemaschinen. Aus dieser Gleichung sieht man sofort, daß mit kleinen Temperaturdifferenzen ε_{opt} beliebig große Werte annehmen kann. Wegen der Proportionalität von Qn_{opt} zu ΔT wird hierfür allerdings auch die Nutzkühlleistung des einzelnen Elementes gering. Zum Abführen einer festgelegten Wärmeleistung sind dann sehr viele Elemente erforderlich. Es ergibt sich so die auf den ersten Blick merkwürdig erscheinende Tatsache, daß mit ΔT gegen Null die Elementzahl gegen Unendlich geht. Man ersieht hieraus, daß — besonders für kleine Temperaturdifferenzen — der Optimalfall für ε nicht immer zweckmäßig sein wird.

Materialauswahl

Wenden wir uns nun der Frage der Materialauswahl zu. Man wird eine hohe Schenkel-Effektivität Z_S fordern [siehe Gl. (15a)]. Nun sind aber die drei die Effektivität bestimmenden Größen von der sogenannten Ladungsträgerdichte abhängig und sind somit nicht getrennt voneinander frei wählbar. Bild 4 zeigt den ungefähren Verlauf dieser Größen. Die Isolatoren haben zwar eine außerordentlich große Thermokraft, aber ihr spezifischer elektrischer Widerstand ist so groß, daß ein fließender Strom eine große Wärmeentwicklung zur Folge hätte: Die Effektivität ist schlecht. Die Metalle wiederum mit ihrer guten elektrischen Leitfähigkeit haben nur geringe

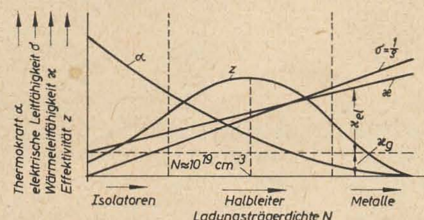


Bild 4: Schematischer Verlauf der Thermokraft α, der spezifischen elektrischen Leitfähigkeit $\delta = 1/\varrho$, der spezifischen Wärmeleitfähigkeit $\varkappa$ und der Effektivität Z in Abhängigkeit der Ladungsträgerdichte N je Kubikzentimeter; $\varkappa_{el}$, $\varkappa_g$ — elektronischer bzw. Gitteranteil der Wärmeleitfähigkeit

Thermokräfte. Im Gebiet der Halbleiter, und zwar bei einer Ladungsträgerkonzentration von ungefähr 10^{19} je Kubikzentimeter, wird das Maximum der Effektivität zu erwarten sein. Diese Ladungsträgerkonzentration liegt zwischen den klassischen Halbleitern, z. B. Germanium und Silizium, die hierfür ungeeignet sind, und den entarteten.

Bevor wir weitere Betrachtungen an den Kurven des Bildes 4 anstellen, sei bemerkt, daß sich die Wärmeleitfähigkeit aus einem sogenannten Gitteranteil — bedingt durch die Kopplungen im Kristallgitter — und einem elektronischen Anteil zusammensetzt, der proportional zur elektrischen Leitfähigkeit, also umgekehrt proportional zu ϱ ist.

Die gewonnene Erkenntnis, daß die Ladungsträgerdichte bei 10^{19} cm^{-3} liegen soll, gestattet bereits einige Aussagen über die notwendige Reinheit der Substanzen. In einem Kubikzentimeter sind etwa $3 \cdot 10^{22}$ Atome enthalten, d. h., auf 10^3 bis 10^4 Atome kommt ein Ladungsträger. Um diese Ladungsträgerdichte durch Dotierung gut einstellen zu können, muß das Ausgangsmaterial eine Reinheit von 99,99% bis 99,999% haben. Eine höhere Reinheit ist sinnlos. Man liegt also hier bezüglich der Reinheitsforderung günstiger als bei Germanium und Silizium, was sich im Preis des Rohmaterials auswirkt.

Unter Heranziehung der Kenntnisse der modernen Halbleiter- und Kristallphysik lassen sich Richtlinien für die Materialauswahl aufstellen, die stark vereinfacht in ihrer Endkonsequenz zu folgendem führen:

1. Man dotiert schlecht leitende monopolare Halbleiter, bis ihre absolute Thermokraft bei + bzw. — 200 μV grd^{-1} liegt. Das Element besitzt dann also etwa 400 μV grd^{-1} differentielle Thermokraft. Durch diese Dotierung wird der spezifische elektrische Widerstand etwa $10^{-3}\,\Omega \cdot cm$ betragen.
2. Durch Zündung stark anisotroper Kristalle bestimmter halbleitender Substanzen —insbesondere fester Lösungen intermetallischer Halbleiter — kann die Gitterwärmeleitfähigkeit klein gehalten werden. Diese Halbleiter werden dann aber sehr brüchig sein, d. h. sich nicht zu Draht verarbeiten lassen und bei ihrer Herstellung bzw. Bearbeitung mechanische Probleme aufwerfen.

Diese Vorhersagen der Theorie haben sich gut bestätigt. Die heute meist verwendeten festen Lösungen aus Verbindungen des Wismuts und Antimons mit Tellur und Selen ergeben annähernd die unter 1. genannten Werte. Die Wärmeleitfähigkeit $\varkappa$ beträgt etwa $13 \cdot 10^{-3}$ $W \cdot cm^{-1} \cdot grd^{-1}$. Damit wird die Schenkel-Effektivität für Zimmertemperatur

$$Z_S = \frac{4 \cdot 10^{-8}}{10^{-3} \cdot 13 \cdot 10^{-3}} = 3 \cdot 10^{-3}\,grd^{-1}$$

Dieser Wert gilt für die z. Z. besten Materialien.

Es hat nicht an Versuchen gefehlt, eine theoretisch obere Grenze für die Effektivität auszurechnen. Die Ergebnisse der einzelnen Autoren schwanken zwischen $6{,}5 \cdot 10^{-3}$ und $17 \cdot 10^{-3}$ grd^{-1} für Zimmertemperatur.

Da der heutige Materialentwicklungsstand jedoch noch nicht den untersten der genannten Werte erreicht hat, bleibt abzuwarten, wie in diesem sehr jungen Gebiet der Halbleiterphysik zu späterer Zeit einmal die Entscheidung ausfallen wird.

Ein einfacher Transistorkleinstsuper

WOLFGANG ROHRBECK

BAUANLEITUNG

Im nachfolgenden Beitrag soll gezeigt werden, daß es auch ohne Verwendung von Spezialbauelementen möglich ist, sehr kleine Geräteabmessungen zu erreichen. Diese Überlegungen führten zu einem Empfänger, der im Volumen noch kleiner ist als „Mikki", obwohl der Lautsprecher des „Sternchen" Verwendung findet.

Schaltung

Die Schaltung des Gerätes zeigt Bild 1. Sie enthält einige Besonderheiten, auf die im folgenden eingegangen werden soll. Das Eingangssignal gelangt über die Ferritantenne L_1 auf die Basis des ersten Transistors T_1. Die Abstimmung des Vorkreises erfolgt ebenso wie die des Oszillatorkreises kapazitiv unter Verwendung des keramischen Kleinstdrehkondensators des VEB Keramische Werke Hermsdorf. Der Transistor T_1 arbeitet in der bekannten selbstschwingenden Mischschaltung. An die Mischstufe schließt sich ein dreistufiger ZF-Verstärker an. Alle drei Transistoren T_2, T_3, T_4 arbeiten in Basisschaltung. Diese Schaltungsart erfordert zwar einen zusätzlichen Transistor, ist aber an Einfachheit kaum noch zu überbieten, da in jeder Stufe außer dem Transistor nur eine Spule, ein Kondensator und ein Widerstand erforderlich sind. Zur Erläuterung der Wirkungsweise der ZF-Stufe soll das Ersatzschaltbild nach Bild 2 gelten. Vom vorhergehenden Transistor wird der Wechselstrom i_0 eingespeist. R_1 stellt den Verlustwiderstand der Spule dar (Summe von Kupfer- und Eisenverlusten). R_2 ist der Eingangswiderstand h_{11b} des nächsten Transistors. Für i_0, i_1 und i_2 gelten folgende Beziehungen:

$$i_0 = i_1 + i_2 \qquad (1)$$

$$i_1 = \frac{u}{j\omega L + R_1} \qquad (2)$$

$$i_2 = \frac{u}{\frac{1}{j\omega C} + R_2} \qquad (3)$$

Mit $\omega L = 1/\omega C$ bei Resonanz folgt

$$i_2 = \frac{u}{R_2 - j\omega L} \qquad (4)$$

Aus Gl. (2) und Gl. (4) ergibt sich

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{R_2 - j\omega L}{R_1 + j\omega L} \qquad (5)$$

und aus Gl. (5) und Gl. (1)

$$(i_0 - i_2)(R_1 + j\omega L) = i_2 \cdot R_2 - i_2 \cdot j\omega L \qquad (6)$$

Durch Ausmultiplizieren erhält man

$$i_0 \cdot R_1 + i_0 \cdot j\omega L - i_2 \cdot R_1 - i_2 \cdot j\omega L = i_2 \cdot R_2 - i_2 \cdot j\omega L \qquad (7)$$

bzw.

$$i_2 (R_2 + R_1) = i_0 (R_1 + j\omega L) \qquad (8)$$

$$i_2 = \frac{R_1 + j\omega L}{R_2 + R_1} \cdot i_0 \qquad (9)$$

Weiterhin gilt $\omega L \gg R_1$, so daß sich Gl. (9) weiter vereinfacht, wobei im folgenden nur noch der Betrag interessieren soll

$$i_2 = \frac{\omega L}{R_2 + R_1} \cdot i_0 \qquad (10)$$

$\omega L/(R_2 + R_1)$ ist hierbei die Betriebsgüte Q_B des Schwingkreises LC, i_2 ist der Eingangsstrom des nachfolgenden Transistors. Dessen Kollektorstrom ist gleich dem Eingangsstrom multipliziert mit dem Stromverstärkungsfaktor h_{21b} in Basisschaltung. Für drei ZF-Stufen folgt von Kollektor T_1 bis Kollektor T_4 eine Gesamtstromverstärkung

$$V = Q_B^3 \cdot h_{21b}^3 \qquad (11)$$

Die Verstärkung hängt also von der Betriebsgüte der Kreise und dem Stromverstärkungsfaktor der Transistoren ab. Da h_{21b} ungefähr gleich 1 gesetzt werden kann, ist die maximale Stromverstärkung von Kollektor T_1 bis Kollektor T_4 ungefähr gleich der dritten Potenz der Betriebsgüte.

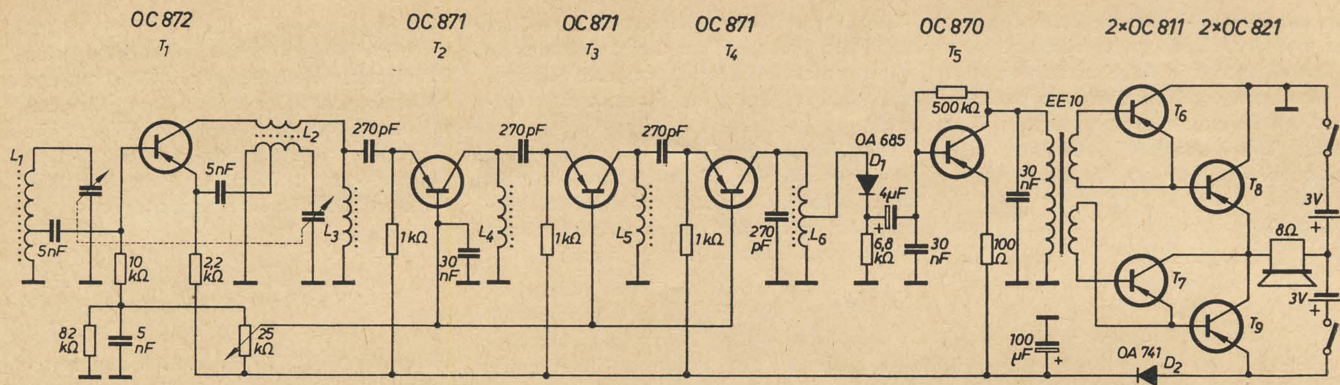


Bild 1: Schaltung des Kleinstempfängers

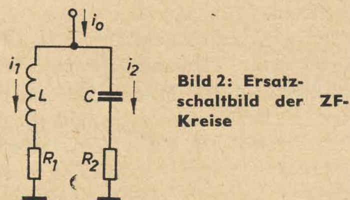


Bild 2: Ersatzschaltbild der ZF-Kreise

Die Regelung der Verstärkung des ZF-Verstärkers erfolgt im Gegensatz zu herkömmlichen Schaltungen nicht automatisch, sondern von Hand. Die Lautstärkeregelung wird also im Eingangsteil durchgeführt. Der Verzicht auf die automatische Regelung bedeutet keinen Nachteil, da man mit einem Kleinstempfänger im allgemeinen keine Sender hören wird, die starken Schwunderscheinungen unterliegen. Die Wirkung der Regelung ist dabei doppelt:

1. Mit der Verschiebung des Arbeitspunktes ändert sich die Stromverstärkung der Transistoren.
2. Durch die Verringerung der Stromverstärkung steigt der Eingangswiderstand an, wodurch die Betriebsgüte der Kreise herabgesetzt wird. Folglich vergrößert sich mit der Verstärkungsverminderung die Bandbreite, was durchaus erwünscht ist, weil dabei die Wiedergabequalität bei starken Sendern verbessert wird.

Im Kollektorkreis des letzten ZF-Transistors T_4 befindet sich ein Parallelschwingkreis, dessen Anzapfung die Demodulationsdiode speist. Die am Arbeitswiderstand der Diode abgenommene NF-Spannung wird der Basis des Treibertransistors zugeführt. Als Treibertrafo findet ein EE-10-Schnitt Verwendung. Da die nachfolgende Endstufe einen verhältnismäßig hohen Eingangswiderstand besitzt, wird die Spannung im Verhältnis 1 : 2 hinauftransformiert.

Die Endstufe ist als ,,eisenlose" Schaltung ausgeführt, bei der sich in zwei Brückenzweigen jeweils zwei Transistoren befinden und in den beiden anderen die zwei Batterien zu je 3 V. Die jeweils zwei Transistoren je Brückenzweig werden in der sogenannten ,,Darlington-Schaltung", auch häufig ,,Super-Alpha-Paar" genannt, betrieben.

Gegenüber dem NF-Teil des ,,Mikki" ist ein Transistor mehr erforderlich; dafür entfallen aber zwei Widerstände und zwei Heißleiter für die Basisspannungsteiler der Endstufentransistoren, was einen Raumgewinn bedeutet. Der Hauptvorteil besteht jedoch darin, daß der Ruhestrom der dargestellten Endstufenschaltung sehr klein ist, so daß der Wirkungsgrad der Schaltung verhältnismäßig hoch liegt. Das bedeutet auch einen sehr geringen Batterieverbrauch. Trotz der extremen Lage des Arbeitspunktes liegt der Klirrfaktor innerhalb vertretbarer Grenzen.

Vor dem Siebkondensator ist noch eine Germaniumdiode angeordnet. Sie bewirkt, daß der Kondensator nur für die Siebung der Vorstufenspeisespannung eine Rolle spielt. Er wird immer dann aus der Batterie aufgeladen, wenn der Strom der Endstufe gegen Null geht. Zieht die Enstufe einen hohen Strom, sinkt die Batteriespannung ab; Diode D_2 öffnet, und der Elko hält solange die Stromversorgung der Vorstufen aufrecht, bis nach Ablauf der

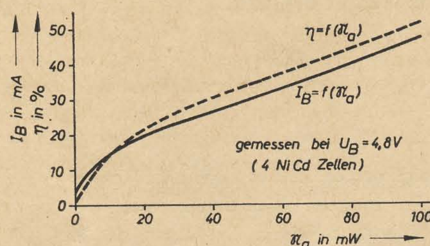


Bild 3: Stromaufnahme und Gesamtwirkungsgrad in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung

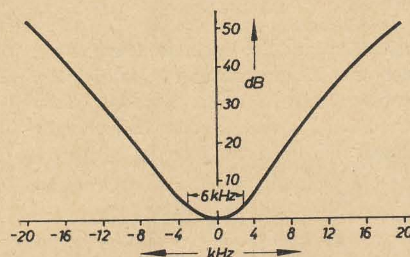


Bild 4: Selektionskurve über Ferritstab gemessen bei f_e = 600 kHz

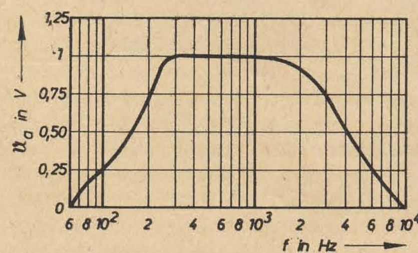


Bild 5: Frequenzgang ab Basis des Treibertransistors gemessen

nächsten Halbwelle wieder eine Aufladung über die dann leitende Diode erfolgt. Die Siebwirkung gegen das unangenehme ,,Blubbern" bei Batterien mit größerem Innenwiderstand ist bedeutend größer als bei der üblichen Schaltung (Elko parallel zur Batterie).

Aufbau

Der Empfänger wurde in ein Plastegehäuse mit den Abmessungen 75×70×25 mm eingebaut. Das Gehäusevolumen liegt also noch etwa 20 cm³ unter dem des ,,Mikki". Da ein Lautsprecher vom Typ LP 558 (Sternchen) verwendet wurde, blieb für die Bauelemente einschließlich Drehkondensator und Batterien lediglich ein Raum von etwas weniger als 90 cm³ übrig. Misch- und ZF-Stufen sind in Modulbauweise ausgeführt. Sechs Leiterplatten mit den Abmessungen 20×20 mm sind in entsprechendem Abstand übereinander angeordnet. Treiber- und Endstufe beanspruchen je eine Leiterplatte 20×30 mm. Die Ferritantenne ist ein Flachstab von 3×20×50 mm. Die Batterie besteht aus vier Zellen einer 22,5-V-Batterie, wie sie für Schwerhörigen- und Fotoblitzgeräte üblich sind.

Meßwerte

Die Empfindlichkeit liegt in der gleichen Größenordnung wie beim ,,Sternchen". Der Ruheleistungsbedarf ist mit 12 mW (2 mA Ruhestrom) extrem niedrig. Bild 3 zeigt die Stromaufnahme und den Wirkungsgrad in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung. Die Gesamtdurchlaßkurve über Ferritstab ist im Bild 4 und der NF-Frequenzgang im Bild 5 dargestellt.

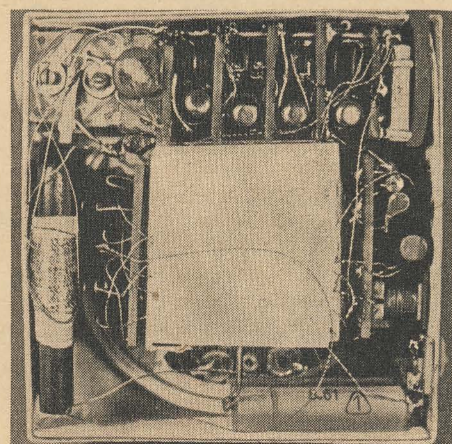


Bild 6: Innenansicht des Empfängers

Wickeldaten

Spulen L_1 bis L_6

L_1 = 350 μH; 70 Wdg. HF-Litze 20× 0,05 auf Ferritstab 3× 20×50 mm, Anzapfung bei 7 Wdg.

L_2 = 170 μH; Schwingkreisseite 38 Wdg. HF-Litze 20×0,05, Anzapfung für Emitter bei 2 Wdg.
Kollektorseite 10 Wdg. HF-Litze 20× 0,05

L_3, L_4, L_5 = 450 μH; 64 Wdg. HF-Litze 20× 0,05

L_6 = 450 μH; 64 Wdg. HF-Litze 20× 0,05, Anzapfung bei 16 Wdg.

Treibertrafo Primär: 400 Wdg. 0,08 CuL; Sekundär: 2× 800 Wdg. 0,04 CuL

Außer L_1 sind alle Spulen auf Schalenkern 11× 6 mm aus Manifer 163 A_L-Wert 110 ± 5 nH/W² gewickelt.

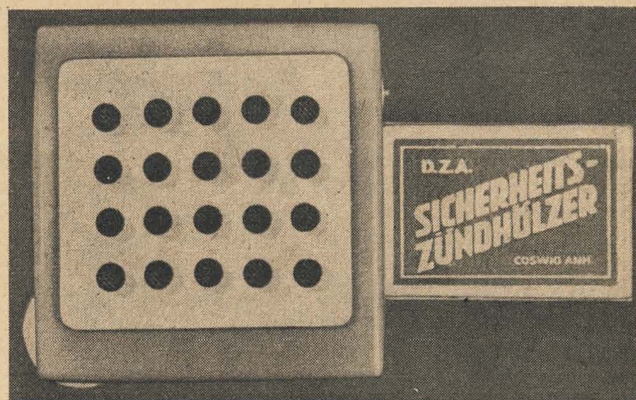


Bild 7: Außenansicht des Empfängers

Für die ZF-Spulen L_3 bis L_6 lassen sich selbstverständlich auch die Filter vom „Sternchen" verwenden, wobei die Koppelkondensatoren auf 200 pF herabzusetzen sind. Die Ankopplungswicklung der „Sternchen"-Filter bleibt dann selbstverständlich frei. Die Oszillatorspule des „Sternchen" läßt sich jedoch wegen der unterschiedlichen Kapazität der Drehkondensatoren von „Mikki" und „Sternchen" nicht ohne weiteres verwenden.

Monostabiler Transistor-Multivibrator mit dynamischer Ansteuerung

Ing. HELMUT HÜNICH

Für das umfangreiche Ringnetz von Richtfunkstrecken, das die Deutsche Post in den kommenden Jahren in der DDR errichtet, wird im VEB Rafena Werke auch die Ersatzschalteinrichtung ES 439 entwickelt. An diese Einrichtung werden verhältnismäßig hohe Forderungen gestellt. Sie muß sicherer arbeiten als die zu schützenden Geräte, es muß ein unbemannter Betrieb möglich sein, und die Unterbrechung der Nachrichtenübertragung während einer Umschaltung auf den Reservekanal soll unbemerkbar kurz sein.

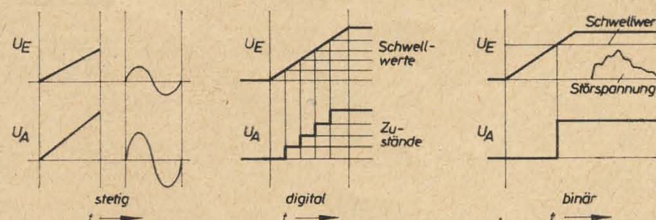
Um die damit geforderten kurzen Ansprechzeiten von wenigen Millisekunden zu erreichen, mußte eine elektronische Steuerung gewählt werden. Die Eigenart dieser Steuerung als logisches Verknüpfungsnetzwerk, die Tendenz der neuen Technik, die Geräte kleiner und leichter zu gestalten und die Fertigung zu mechanisieren, legten die Verwendung von Germaniumtransistoren und -dioden nahe. Mit diesen Bauelementen wurden einige Grundschaltungen entwickelt, aus denen die speziellen Funktionskomplexe aufgebaut sind. Durch geeignete Anordnung und mit entsprechender Bemessung konnte erreicht werden, daß diese logischen Grundschaltungen der Forderung erhöhter Betriebssicherheit in dem für Halbleiter verhältnismäßig großen Temperaturbereich von +5 °C bis +45 °C voll genügen. Einheitlich wird dabei nur ein Transistortyp OC 822 und ein Diodentyp OA 741 eingesetzt, wobei die gelieferten Exemplare ohne Aussuchen nach bestimmten einschränkenden Bedingungen verwendet wurden.

Zum Verständnis für die weiteren Ausführungen sollen einige Grundbegriffe der modernen Elektronik erläutert werden. Abweichend von den bekannten Röhrenschaltungen mit mehr oder weniger festem Arbeitspunkt und in der Amplitude stetig veränderbaren Ein- und Ausgangsgrößen, besitzen die Signale der Rechenelektronik diskrete Amplitudenwerte (Bild 1). Man spricht dabei von einer digitalen Technik (lat. digitus — Finger, digital — schrittweise) und arbeitet mit diesen Amplitudenstufen, kurz auch „Zustände" genannt. Die Schaltungen dazu haben nicht die Aufgabe, etwa diese Amplitudenstufen zu vergrößern, sondern vielmehr, diese Zustände zu erhalten, zu verarbeiten und auszuwerten. In den verstärkenden Schaltungen findet dabei jeweils eine Regenerierung dieser Zustände statt, da jeder Verstärker durch seine Bemessung die möglichen Amplitudenstufen selbst erzeugt. In den Speichern und Registern können Zustände beliebig lange gespeichert und wieder entnommen werden, und die Trigger formen eine sich stetig ändernde Eingangsgröße in eine sich sprunghaft digital ändernde Ausgangsgröße um. Die sprunghafte Änderung der einzelnen Zustände ist ebenfalls ein Merkmal der digitalen Technik, man spricht allgemein vom (zeitlichen) Rechteckverhalten der Signalspannungen. Ausgewertet werden einerseits die statischen Zustände der Schaltung, wobei das Übergangsverhalten zwar bei der Berechnung berücksichtigt wird, jedoch für die äußere Wirkungsweise uninteressant ist. Andererseits werden vom Übergangsverhalten durch Differentiation Nadelimpulse erzeugt, die dann weiterverwendet werden. Man spricht in den Elektroniklabors allgemein vom statischen und vom Impulsverhalten der Schaltungen.

Innerhalb der digitalen Technik werden vorzugsweise Schaltungen und Systeme verwendet, die zwei diskrete Amplitudenstufen aufweisen. Man nennt sie binäre Systeme (lat. bi — zweifach, binär — zweigliedrig, aus zwei Ziffern bestehend) und bezeichnet den einen Zustand „Spannung vorhanden" mit „EIN" oder auch mit „L", den anderen Zustand „Spannung nicht vorhanden" mit „AUS" oder auch mit „0". Diese Schaltungen sind auch sehr unempfindlich gegen Fremdspannungen. Störende Spannungen dürfen bis zum Schwellwert anwachsen, der weit oberhalb des normalen Störpegels liegt, bevor sie einen fehlerhaften Zustand herbeiführen können.

Auch zum Verhalten der Transistoren in der digitalen Technik sei einiges bemerkt. Die beiden Zustände werden mit Schalttransistoren durch die zwei möglichen Arbeitspunkte erzeugt. Im Zustand L fließt kein Strom vom Emitter zum Kollektor des Transistors, und mit den bekannten Bezeichnungen E für

Bild 1: Zeitliches Verhalten der Ein- und Ausgangsspannungen



Emitter und C für Kollektor ist die Ausgangsspannung U_{CE} nahezu gleichgroß der Betriebsspannung U. Im Kennlinienfeld I_C/U_{CE} entspricht dies dem Arbeitspunkt A_L auf der Arbeitsgeraden R (Bild 2). Man bezeichnet diesen Transistor mit gesperrt. Im anderen Zustand 0 fließt durch den Transistor ein Strom, der im wesentlichen nur vom Arbeitswiderstand R begrenzt wird. Die Ausgangsspannung U_{CE} ist sehr klein, und im genannten

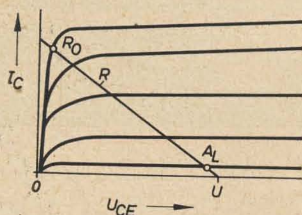


Bild 2: Arbeitskennlinie des Schalttransistors

Kennlinienfeld liegt der zugehörige Arbeitspunkt A_0 nahe bei $U_{CE} = 0$ auf der Arbeitsgeraden R. Der Transistor arbeitet in der Sättigung, oder mit dem Kurzausdruck genannt: Er ist „geöffnet".

In der Symbolik für die Elektronik-Stromlaufpläne wird ein geöffneter Transistor durch eine schräge Schraffur in seinem Symbol gekennzeichnet, während der gesperrte Transistor ein schraffurfreies Symbol besitzt. Es werden dabei stets die Zustände in der Grundstellung der betreffenden Schaltung dargestellt (Bild 3).

Mit Vibratoren bezeichnet man in der Elektronik alle diejenigen Schaltungen — in der Regel mit zwei Transistoren — deren Rückkopplungsnetzwerke zwei innerstabile Arbeitspunkte der Schaltung ergeben: Ein Transistor ist geöffnet, der andere ist gesperrt. Die Rückkopplung kann dabei galvanisch über Widerstände R erfolgen, und die Schaltung wird da-

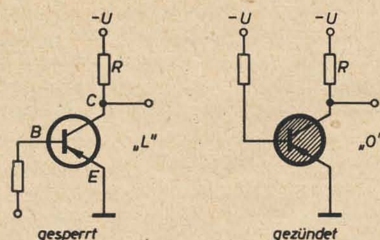


Bild 3: Symbolik des Schalttransistors

mit zu einem statischen Speicher (Bild 4). Durch äußere Einwirkungen kann dabei die genannte Lage des Speichers in die ebenso stabile inverse (lat., umgekehrt) Lage gebracht werden, dann ist der andere Transistor geöffnet und der erste gesperrt. Diese Speicher werden auch bistabile Multivibratoren genannt.

Wird eine zeitlich begrenzte Rückkopplung über Kondensatoren C vorgesehen, so sind die beiden Lagen des Vibrators nur noch kurzzeitig stabil, und es können damit Rechteckspannungs-Generatoren, sogenannte astabile Multivibratoren, aufgebaut werden (Bild 5).

Als dritte Möglichkeit kann die Rückkopplung auch teils galvanisch und teils kapazitiv erfolgen. Man bezeichnet diese Schaltung als monostabilen Multivibrator oder auch als Monovibrator. Bild 6 zeigt die Schaltung eines solchen monostabilen Multivibrators. Die beiden Transistoren T_1 und T_2 arbeiten als Schalttransistoren in Emitterschaltung. Man erkennt die galvanische Rückkopplung über den Widerstand R_1 vom Kollektor des Transistors T_2 (zugleich Ausgang A) zur Basis des Transistors T_1 und die kapazitive Rückkopplung vom Kollektor T_1 über den Kondensator C_1 zur Basis von T_2. Über die einstellbare

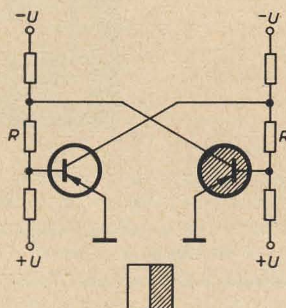


Bild 4: Bistabiler Multivibrator

Widerstandskombination R zur negativen Betriebsspannung ist T_2 in der Grundstellung geöffnet, während T_1 durch geeignete Bemessung des Basisspannungsteilers R_1/R_2 in Verbindung mit dem geringen Ausgangspotential ($\approx$ 0,5 V) gesperrt bleibt. Der Koppelkondensator C_1 lädt sich über R_3 nahezu auf den Wert der Betriebsspannung U auf, da durch T_1 kein Kollektorstrom fließt und an der Basis B_2 entsprechend der Durchlaßspannung einer stromführenden Diode ein ähnlich geringes Potential ($\approx$ 0,5 V) wie am Ausgang A herrscht. Wird nach Ablauf dieses Ladevorganges zu einem beliebigen Zeitpunkt t_1 ein

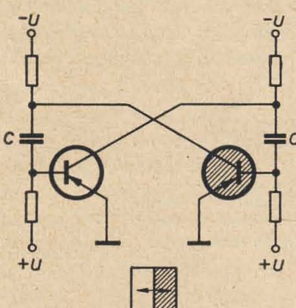


Bild 5: Astabiler Multivibrator

positiver Nadelimpuls an die Basis B_2 gebracht, so wird T_2 dadurch kurzzeitig gesperrt. Das Potential am Ausgang A springt auf einen stark negativen Wert, und über die galvanische Rückkopplung R_1 öffnet sogleich T_1. Dessen Kollektorpotential nimmt dadurch den geringen Restspannungswert an, und in Verbindung mit dem noch geladenen Koppelkondensator C_1 wird das Potential der Basis B_2 stark in den positiven Bereich gedrückt. Damit wird erreicht, daß T_2 über die Zeitdauer des flüchtigen Nadelimpulses hinaus gesperrt bleibt. Diese inverse Lage der Schaltung bleibt nun so lange erhalten, bis sich der Rückkopplungskondensator C_1 über die Widerstandskombination R genügend weit entladen hat. Zu diesem Zeitpunkt t_2 zündet der Transistor T_2 wieder, und die Schaltung kehrt in ihre Grundstellung zurück. Die Zeitdauer t_2—t_1 ist die Auslenk- oder Verzögerungszeit t des Monovibrators. Sie wird im wesentlichen bestimmt durch die Entladezeitkonstante des Kondensators C_1 mit dem zugehörigen Widerstand R.

Zur Realisierung der innerhalb der Ersatzschalteinrichtung geforderten funktionellen Abhängigkeiten wurde auch eine Funktionseinheit benötigt, welche einen auftretenden

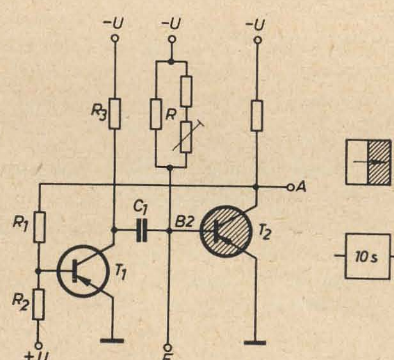


Bild 6: Monostabiler Multivibrator

Nadelimpuls erst nach Ablauf von sieben Sekunden weitergibt. Mit dem in der Ersatzschalteinrichtung zur Verfügung stehenden Taktgenerator von 32 kHz und entsprechend nachgeschalteten Zählketten lassen sich Verzögerungszeiten nur bis zur Größenordnung einer Zehntelsekunde bei noch vertretbarem Aufwand erzeugen. Für die genannte Zeitdauer von mehreren Sekunden wurde deshalb als Verzögerungsgrundschaltung ein monostabiler Multivibrator verwendet.

In der Ersatzschalteinrichtung wird dieser Monovibrator von einem Verstärker V angesteuert, und die Verzögerungszeit t soll beginnen, wenn der Verstärkertransistor öffnet (Bild 7). Zu diesem Zweck ist zwischen dem Eingang E' und der Basis B_2 noch ein Kondensator C_2 eingefügt, der die positive Spannungsänderung des vorgeschalteten Verstärkers V differenziert und so den positiven Nadelimpuls zur Ansteuerung erzeugt. Wird in die Ausgangsleitung noch ein Kondensator C_3 und eine Diode D_1 eingefügt, so erscheint der positive Eingangsimpuls um die Zeitdauer t verzögert am Ausgang A'. Im Bild 8 sind die charakteristischen Spannungen dieser Schaltung mit ihren zeitlichen Verhalten zusammengestellt.

Dieser monostabile Multivibrator wird in der Ersatzschalteinrichtung als Impulsverzögerer mit zwei Exemplaren im Funktionskomplex der Telegrammbefehlsbildung angewendet.

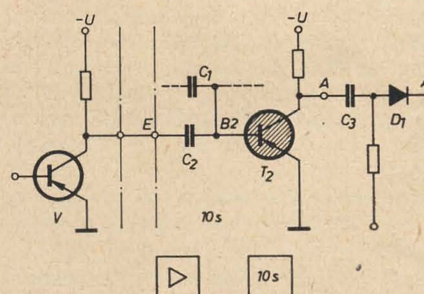


Bild 7: Ansteuerung des monostabilen Multivibrators mittels Verstärker

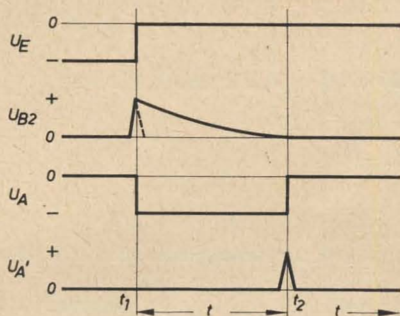


Bild 8: Spannungs-Zeit-Diagramm für den monostabilen Multivibrator

Wie bereits an anderer Stelle [1] beschrieben, wird bei einer in den Richtfunklinien auftretenden Störung eine Ersatzschaltung dieser Linie durch ein Telegramm an die fernen Umschalter auf der Sendeseite eingeleitet und mit einem dadurch ausgelösten Rückmeldetelegramm an die Umschalter auf der Empfangsseite abgeschlossen.

Der Befehl für die Bildung des Telegrammes wird durch das Öffnen des Verstärkers V ausgedrückt und wird aufgehoben, wenn die Ersatzschaltung auch auf der Empfangsseite „vollzogen" ist. Die Telegramme werden über die Richtfunkgeräte des Reservekanals gegeben und unterliegen damit gewissen Störungsmöglichkeiten. Wird nun eine Ersatzschaltung angefordert, jedoch durch eine solche Störung nicht vollständig durchgeführt, so wird die veranlassende Störungsmeldung durch die Monovibratoren nach etwa 200 ms — während denen übrigens noch ein Wiederholungstelegramm folgt — für die Dauer von sieben Sekunden unterdrückt. Damit ist Gelegenheit gegeben, daß eine andere, inzwischen gestörte Richtfunklinie ggf. erfolgreicher auf Ersatz geschaltet wird, und für die unterdrückte Linie erfolgt nach Ablauf dieser Zeit eine Telegrammabgabe, als ob die Störung

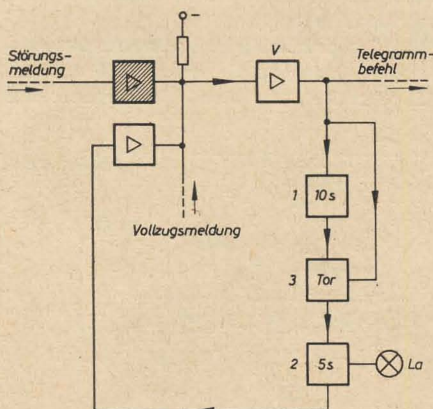


Bild 9: Übersichtsplan der Warteschaltung

neu auftritt. Diese Funktionseinheit wird mit Warteschaltung bezeichnet. Im Bild 9 ist der hier interessierende Teil des Übersichtsschaltplanes der Ersatzschaltung dargestellt. Mit jeder Störungsmeldung wird durch den Verstärker V der Monovibrator 1 angelassen. Sein verzögerter Ausgangsimpuls wird normalerweise von der Torschaltung 3 gesperrt, da inzwischen die Vollzugsmeldung eingetroffen ist. In dem beschriebenen Störungsfall jedoch bleibt der Verstärker V geöffnet und damit das Tor 3 offen. Der hindurchgehende Ausgangsimpuls steuert den Monovibrator 2 an, der für die Dauer seiner Verzögerung die von dieser Richtfunklinie gebildete Störungsmeldung unterdrückt. Gleichzeitig leuchtet die Störungslamge La am Gestell der Ersatzschalteinrichtung auf.

Im weiteren soll nun gezeigt werden, wie die Betriebssicherheit dieser Funktionseinheit erhöht wurde. Im Funktionskreis der Ersatzschaltung könnte beim fehlerhaften Wegbleiben eines der positiven Ansteuerimpulse für die Monovibratoren eine unerwünschte „Verklemmung" auftreten, da der Verstärker V dann im geöffneten Zustand verbleibt und damit keinen zweiten Impuls auf den Eingang des Multivibrators 1 abgeben kann. Als Abhilfe wird eine vom Taktgeber G ohnehin in der Ersatzschalteinrichtung vorhandene Impuls-Dauerfolge (Folgefrequenz 2 kHz) über eine Torschaltung 4 so auf den Eingang des Monovibrators 1 gegeben, daß der Verstärker im geöffneten Zustand diese freigibt. Damit

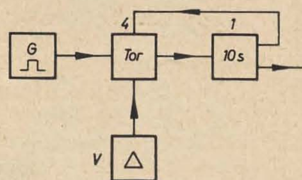


Bild 10: Dynamische Ansteuerung des monostabilen Multivibrators

erhält der Monovibrator in seiner Grundstellung bei geöffnetem Verstärker so viele Eingangsimpulse, bis er anspricht und dann seinerseits über die Torschaltung weitere Eingangsimpulse für die Dauer seiner Verzögerungszeit sperrt (Bild 10).

Hier sei eine kurze Erläuterung der Wirkungsweise einer Torschaltung anhand des Bildes 11 eingefügt. Verbindet man den Steueranschluß S mit dem Nullpotential, so können am Eingang E ankommende positive Impulse ungehindert über den Koppelkondensator C_4 und über die in Stromflußrichtung gepolte Diode D_2 zum Ausgang A gelangen. Das Tor ist in diesem Zustand geöffnet. Legt man jedoch den Steueranschluß S an die negative Betriebsspannung, so wird die Diode D_2 um diesen Betrag vorgespannt, und die an E eintreffenden positiven Impulse werden gesperrt. Soll die Torschaltung mit den inversen Potentialen am Steueranschluß S betrieben werden, d. h., soll das Tor für positive Impulse gesperrt sein, wenn Nullpotential an S liegt, so muß die Schaltungsanordnung Bild 11 dahingehend verändert werden, daß der Steueranschluß S am Widerstand R_5 liegt und der Widerstand R_4 mit der negativen Betriebsspannung verbunden wird (vgl. Torschaltung 5 im Bild 12).

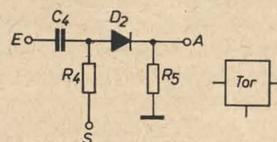


Bild 11: Torschaltung

Bild 12 zeigt die vollständige Schaltung des monostabilen Multivibrators mit dynamischer Ansteuerung in der Warteschaltung. Man erkennt, daß die endlose Impulsfolge von einem Generator G über eine Torschaltung 4 — wenn der Steuerverstärker V öffnet — so lange auf den Eingang des Monovibrators 1 einwirkt, bis dieser ausgelenkt wird und seinerseits für diese Zeitdauer ein zur besseren Entkopplung getrenntes Tor 5 in seiner Eingangsleitung sperrt. Geht der Steuerverstärker V vor Ablauf der Verzögerungszeit wieder in den gesperrten Zustand über, so sperrt er auch wieder das Tor 4, und eine neue Ansteuerung des Monovibrators 1 unterbleibt. Zugleich sperrt V mit seinem negativen Potential auch das Tor 3 für den Ausgangsimpuls des Monovibrators 1, und der Monovibrator 2 bleibt unbenutzt in seiner Grundstellung. Behält der Steuerverstärker jedoch bis zum Ablauf der Verzögerungszeit den geöffneten Schaltzustand, so bleibt das Tor 3 für den Ausgangsimpuls offen, und der Monovibrator 2 wird von ihm für die Dauer von sieben Sekunden ausgelenkt. Für diese Dauer wird in der be-

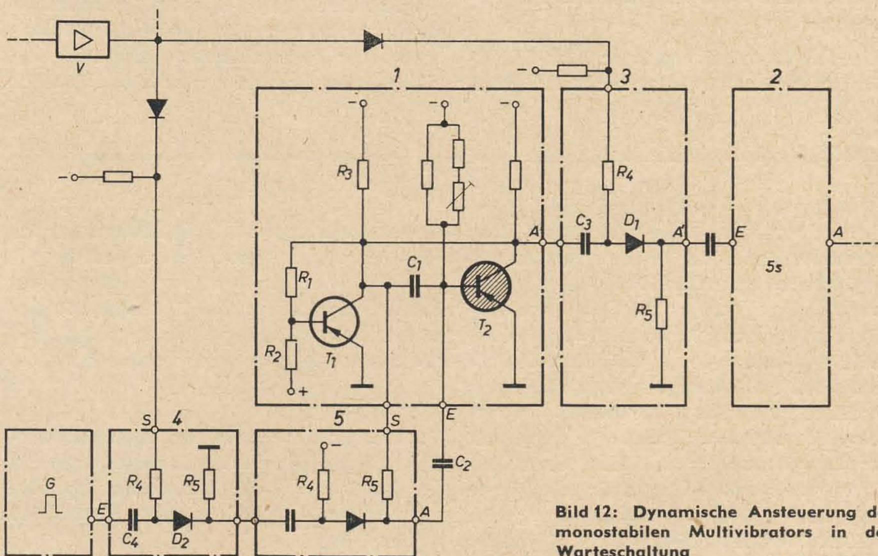


Bild 12: Dynamische Ansteuerung des monostabilen Multivibrators in der Warteschaltung

Die Siliziumdiode OA 910 –

ein modernes Bauelement zur automatischen Frequenzregelung Teil 2 und Schluß

Dipl.-Ing. DIETER SAGER

Schaltungstechnische Lösungen

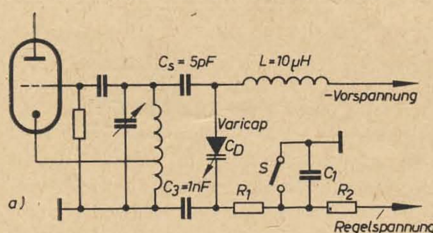
Verfolgt man die Entwicklungstendenz auf dem internationalen Rundfunk- und Fernsehempfängermarkt, so ist ein ständiges Steigen des Bedienungskomforts unverkennbar. Dazu gehört auch die automatische Scharfabstimmung, die heute vielfach als eine selbstverständliche Bedienungserleichterung angesehen wird. Das Prinzip hat sich seit mehr als zwanzig Jahren nicht geändert.

Entsprechend der Fehlabstimmung wird eine Spannung erzeugt, die den Oszillator über Koppelglieder optimal nachstellt. In älteren Geräten konnte sich diese Scharfabstimmung wegen des hohen mechanischen Aufwandes bisher nur vereinzelt in Spitzengeräten behaupten, zumal der Temperaturgang der AM- und FM-Oszillatoren in Rundfunkempfängern durch sorgfältige Kompensation bis auf ein vernachlässigbares Maß herabgedrückt wurde. Die teilweise komplizierten Abstimmvorgänge, z. B. am Fernsehempfänger die richtige Einstellung des Bildträgers, bereiten dem Laien häufig Schwierigkeiten.

Mit den neuen Kapazitätsdioden OA 910 stehen nunmehr Bauelemente zur Verfügung, die bei geringstem Aufwand die Bedienung der Heimempfangsgeräte wesentlich vereinfachen. Bei geeigneter Dimensionierung der Schaltung wird nicht nur eine unbeabsichtigte Fehlabstimmung vermieden, es werden auch die Einflüsse im Gerät, die ein Wandern des Oszillators hervorrufen können, ausgeglichen. Für die zu erwartende HF-Stereofonie ist diese Eigenschaft besonders wichtig, weil schon kleine Verstimmungen von der Trägermitte erhöhte Verzerrungen zur Folge haben, die den Stereoeindruck, d. h. die Übersprechdämpfung zwischen dem rechten und dem linken Kanal vermindern. Die angewendete Regeleinrichtung arbeitet als Folgeregler mit einem verschwindenden Restfehler, der bei Handabstimmung kaum zu erzielen ist.

Mechanische und magnetische Anordnungen

Bei einem Rundfunkempfänger kann die mechanische Feinabstimmung mit einem Stellmotor beim heutigen Stand der Technik als überholt angesehen werden. Ähnlich verhält es sich mit der in [3] beschriebenen magnetischen Nachstimmeinrichtung „Magnetomatik". Diese Anordnung löste die ursprünglich angewendete Reaktanzdiodenschaltung mit der Golddrahtdiode OA 180 u. a. ab, weil zur Steuerung der Dioden noch zu hohe Leistungen aufgebracht werden mußten, während die magnetische Beeinflussung des Oszillatorkernes doch einige Vorteile bot. Mit der neuen Siliziumdiode OA 910 steht jetzt ein Bauelement zur Verfügung, das, in Sperrichtung betrieben, praktisch leistungslos steuerbar ist.



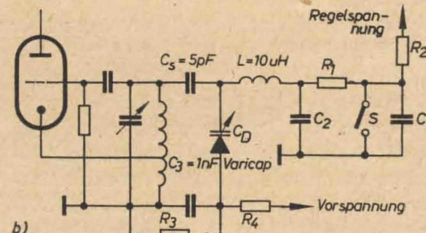


Bild 13: Zwei Schaltungen mit Varicap-Dioden mit unterschiedlichen Vorspannungszuführungen

Elektronische Nachstimmschaltungen

Grundsätzlich zählt hierzu auch die als steuerbare Induktivität oder Kapazität wirkende Reaktanzröhre. Trotz gleichfalls leistungsloser Steuerung ist der Einsatz einer solchen Stufe wegen der nötigen Leistungszufuhr im Arbeitspunkt unrentabel. Es sollen deshalb nur die Schaltungen angeführt werden, die für die Nachstimmung Siliziumdioden verwenden. Erste Schaltungshinweise zum Einsatz derartiger Dioden im röhrenbestückten UKW-Tuner werden in [4] gegeben. In den Bildern 13a und 13b sind zwei Schaltungen mit Varicap-Dioden mit unterschiedlicher Vorspannungszuführung dargestellt.

Gleichstrommäßig ist die „Varicap" vom Oszillatorkreis durch C_s und C_3 getrennt. Je nach Anschluß der Diode wird die Vorspannung oder die abschaltbare gesiebte (R_1, R_2, C_1, C_2) Regelspannung über eine Drossel L zugeführt. Der Arbeitspunkt wird mit einem hochohmigen Spannungsteiler R_3, R_4 eingestellt, während mit der Reihenkapazität C_s einmal der Variationsbereich der Kapazitätsdiode C_D einstellbar ist und zum anderen infolge der kapazitiven Teilung zwischen C_D und C_s nur ein Teil der über dem Schwingkreis liegenden Spannung an C_D wirksam wird.

Die negative Vorspannung an C_D muß im ungünstigsten Regelfall noch größer als der Scheitelwert der anliegenden Wechselspannung sein, weil sonst durch den entstehenden Richtstrom der Regelkreis gestört und der Oszillatorschwingkreis bedämpft wird.

Die erforderliche Regelspannung erzeugt der Verhältnisgleichrichter durch eine geeignete Entkopplung von der NF.

Im Bild 14 ist eine entsprechende Schaltung gezeigt, bei der unter Anwendung von Germaniumdioden in bekannter Weise eine gegen Masse symmetrische Nachstimmspannung erzeugt wird.

Auch auf dem westdeutschen Markt erschienen bald die ersten mit Siliziumdioden bestückten Geräte [5].

Bild 15 zeigt einen Nachstimmkreis mit symmetrisch eingeengtem Haltebereich. Die Schaltung arbeitet, wie bereits beschrieben, nur

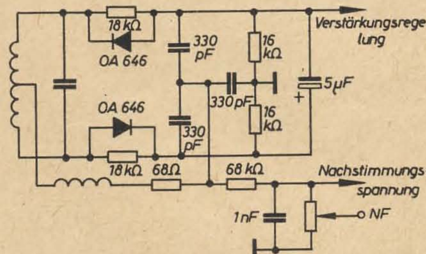


Bild 14: Symmetrischer Ratiodetektor zur Demodulation und Regelspannungsgewinnung

wird mit verschieden vorgespannten Dioden einer zusätzlichen Röhre EAA 91 der Haltebereich der Schaltung eingeengt. Bei großem Nachstimmverhältnis würde ein eingestellter Sender über mehrere Kanäle festgehalten. Bei geschlossenem Kontakt N, d. h. bei abgeschalteter Automatik, tritt dieser Effekt nicht auf.

Fortsetzung Seite 467

---

schriebenen Weise die Störungsmeldung unterdrückt und damit der Steuerverstärker V zwangsweise gesperrt. Bleibt die angeforderte Ersatzschaltung für längere Zeit unvollständig, so wird sie alle 7,2 s erneut angefordert, und die Störungslampe blinkt dabei alle 0,2 s für 7 s auf. Sollte einmal der Ansteuerimpuls für den Monovibrator 2 fehlerhafterweise verlorengehen oder unwirksam bleiben, so erhält der Monovibrator 1 nach Ablauf seiner Verzögerungszeit erneut Eingangsimpulse, da er dann das Tor 5 wieder öffnet und der noch geöffnete Verstärker V das Tor 4 offen hält.

So ist durch die dynamische Ansteuerung des Monovibrators 1 gewährleistet, daß die periodischen Schaltvorgänge der Monovibratoren 1 und 2 mit größter Sicherheit erfolgen, solange eine Störungsmeldung anliegt und durch diese der Verstärker V geöffnet ist.

Literatur

[1] Hünich, H.: Zukünftige Ersatzschalteinrichtung für Richtfunkverbindungen in der Deutschen Demokratischen Republik. Nachrichtentechnik 11 (1961) H. 12 S. 539 bis 541

MITTEILUNG AUS DEM VEB WERK FÜR FERNSEHELEKTRONIK, BERLIN (WF)

K. STURM **2**

Kleinthyratrons S 0,5/0,1 iV S 1,3/0,5 iV S 1,3/2 iV

Die aufgeführten Thyratrons sind edelgasgefüllte Glühkatodenröhren mit Steuer- und Schirmgitter. Sie werden vorwiegend in Relais und Zeitgeberschaltungen verwendet.
Die Röhren arbeiten im Gebiet der Bogenentladung. Sie besitzen gegenüber Hochvakuumröhren auf Grund fehlender negativer Raumladung einen sehr kleinen inneren Spannungsabfall; dadurch ist die Verlustleistung gering.
Bei Thyratronröhren mit Steuer- und Schirmgitter (Tetroden) ist der Steuergitterstrom zum Zeitpunkt des Nichtleitens der Röhre besonders niedrig. Die Kapazitäten zwischen Anode und Steuergitter sind klein; außerdem kann durch Verändern der Schirmgitterspannung die Zündkennlinie in gewissen Grenzen verschoben werden. Die Röhren werden allgemein über das Steuergitter gezündet, eine Schirmgittersteuerung ist jedoch möglich. Der Einfluß des Schirmgitters auf die Zündkennlinie geht aus den beigefügten Kennlinien [$U_a = f(U_{g1})$; U_{g2} als Parameter] hervor. Die Gitter verlieren nach dem Zünden der Röhre ihre Steuerwirkung. Zum Löschen muß daher die Brennspannung unterschritten werden. Bei Wechselspannungsbetrieb tritt ein Löschen nach jeder Halbwelle beim Nulldurchgang ein; hierbei ist für ein laufendes Zünden zu sorgen. Durch geeignete Schaltung läßt sich erreichen, daß die Zündung der Röhre zu jeder beliebigen Zeit während der positiven Halbwelle erfolgt (Phasenanschnitt). Somit kann der Anodenstrom (Mittelwert) von Null bis zum Maximalwert der Röhre stetig geregelt werden. Die Betriebslage der Thyratrons kann beliebig gewählt werden.

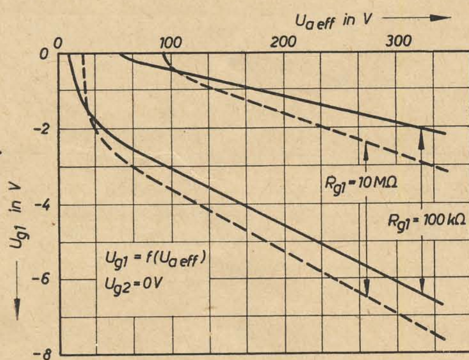


Bild 1: Zündkennlinienstreubereiche (S 0,5/0,1 iV)

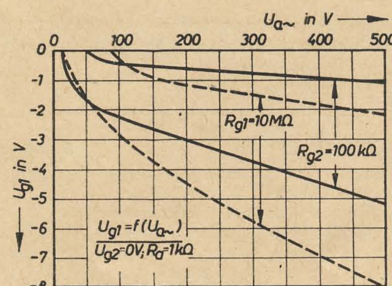


Bild 3: Zündkennlinienstreubereiche (S 1,3/0,5 iV)

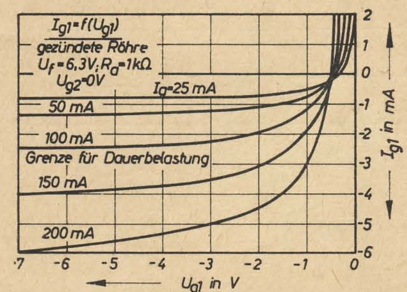


Bild 5: Gezündetes Thyratron (S 1,3/0,5 iV)

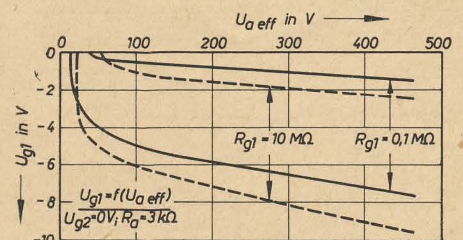


Bild 6: Zündkennlinienstreubereiche (S 1,3/2 iV)

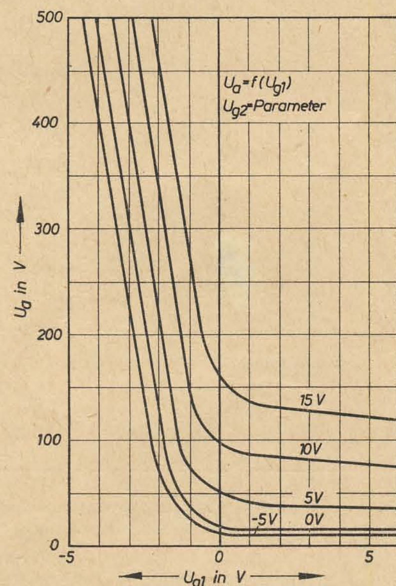


Bild 2: U_a als Funktion von U_{g1} (S 0,5/0,1 iV)

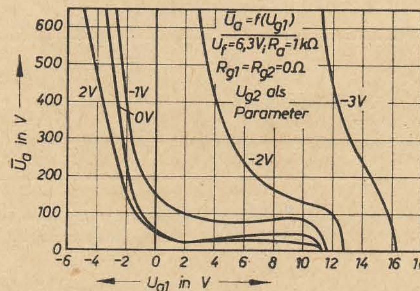


Bild 4: U_a als Funktion von U_{g1} (S 1,3/0,5 iV)

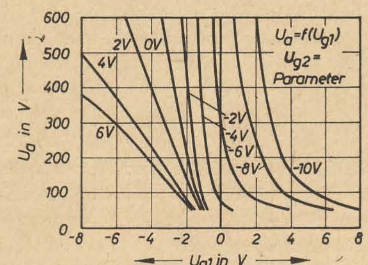


Bild 7: U_a als Funktion von U_{g1} (S 1,3/2 iV)

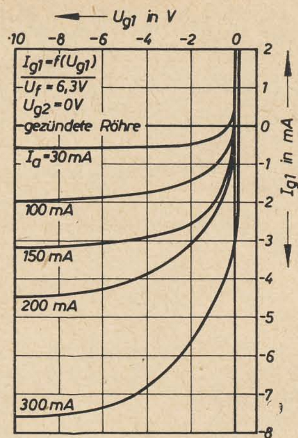


Bild 8: Gezündetes Thyratron (S 1,3/2 iV)

Schaltungsbeispiele

Aus der Vielzahl der Relaisschaltungen wurde als Beispiel der Einsatz eines Thyratrons in einer Dämmerungsschaltung ausgewählt (Bild 9). Die Anordnung kann überall dort eingesetzt werden, wo bei Hereinbrechen der Dunkelheit elektrische Beleuchtungsanlagen automatisch eingeschaltet werden sollen. Die Schaltung ist gegen kurzzeitige Lichtblitze unempfindlich.

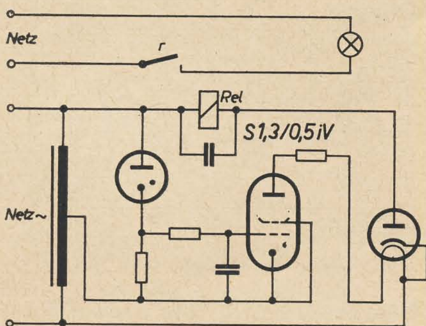


Bild 9: Schaltung eines Dämmerungsschalters

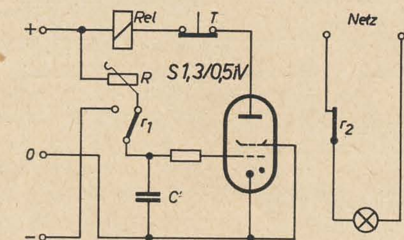


Bild 10: Belichtungszeitgeber für fotografische Zwecke

Im Bild 10 ist ein Thyratron in einem Zeitgeber eingesetzt, der in Fotolabors mit Erfolg verwendet werden kann. Zeitbestimmend ist die RC-Anordnung; die Zeiten werden am veränderbaren Widerstand R eingestellt. Die Auslösung erfolgt mittels Taste T.

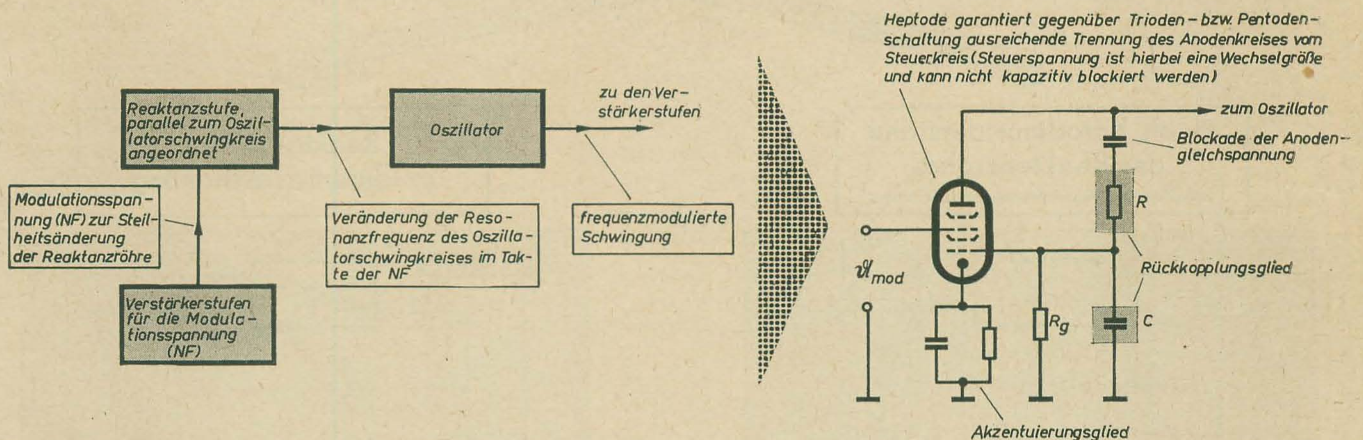
Technische Daten

	S 0,5/0,1 iV	S 1,3/0,5 iV	S 1,3/2 iV
Sockel	7-Stift-Miniatursockel	7-Stift-Miniatursockel	Oktalsockel
Masse in g	~ 7	~ 10	~ 35
Röhren-Standard	TGL 14555	TGL 12628	TGL 12079
HEIZUNG			
Indirekt geheizte Oxidkatode			
Heizspannung U_f in V	6,3 ± 5%	6,3 ± 5%	6,3 ± 5%
Heizstrom I_f in A	~ 0,15	~ 0,6	~ 0,95
Anheizzeit t_A in s	≧ 10	≧ 10	≧ 15
BETRIEBSWERTE			
Innerer Spannungsabfall bei Gleichstrombelastung U_i in V	11	8	10
Anodenzündspannung U_z in V (bei $U_{g1} = U_{g2} = 0$)	40	40	40
GRENZWERTE			
Anodensperrspannung $\hat{u}_{a\,sperr\,max}$ in V (Scheitelwert)	500	1300	1300
Steuerbare (positive) Anodenspannung (Scheitelwert) $\hat{u}_{a\,max}$ in V	500	650	650
Katodenstrom			
Scheitelwert $\hat{i}_{k\,max}$ in mA	100	500	2000
arithm. Mittelwert $\bar{I}_{k\,max}$ in mA	25	100	300
Negative Steuergitterspannung — $\hat{u}_{g1\,max}$ in V			
bei gelöschter Röhre	100	100	250
bei gezündeter Röhre	10	10	10
Steuergitterstrom $I_{g1\,max}$ in mA	5 [1]	10 [2]	20 [3]
Gitterwiderstand $R_{g1\,max}$ in MΩ	10	10	10 [6]
Negative Schirmgitterspannung — $\hat{u}_{g2\,max}$ in V			
bei gelöschter Röhre	50	100	100
bei gezündeter Röhre	10	10	10
Schirmgitterstrom $I_{g2\,max}$ in mA	5 [4]	10 [2]	20 [5]
Schirmgitterwiderstand $R_{g1\,max}$ in kΩ	100 [7]	—	—
Integrationszeit $t_{\tau\,max}$ in s	30	30	15
Spannung zwischen Faden und Katode			
$U_{-f/k\,max}$ in V	100	100	100
$U_{+f/k\,max}$ in V	25	25	25
Umgebungstemperatur			
$t_{Ugb\,max}$ in °C	+ 90	+ 90	+ 90
$t_{Ugb\,min}$ in °C	— 55	— 75	— 75
KAPAZITÄTEN			
Eingangskapazität c_e in pF	~ 1,8	~ 2,5	~ 2,5
Ausgangskapazität c_a in pF	~ 1,5	~ 2,5	~ 3
Steuergitter-Anoden-Kapazität $c_{g1/a}$ in pF	~ 0,05	~ 0,05	≦ 0,35

[1]) $t_{\tau g1\,max} = 30$ s; [2]) Mittelwert; [3]) $t_{\tau g1\,max} = 1$ Per.; [4]) $t_{\tau g2\,max} = 30$ s; [5]) $t_{\tau g2\,max} = 1$ Per.; [6]) $I_k = 200$ mA; [7]) Das Schirmgitter g2 soll nach Möglichkeit nicht direkt, sondern über einen Widerstand von mindestens 1 kΩ mit der Katode verbunden werden.

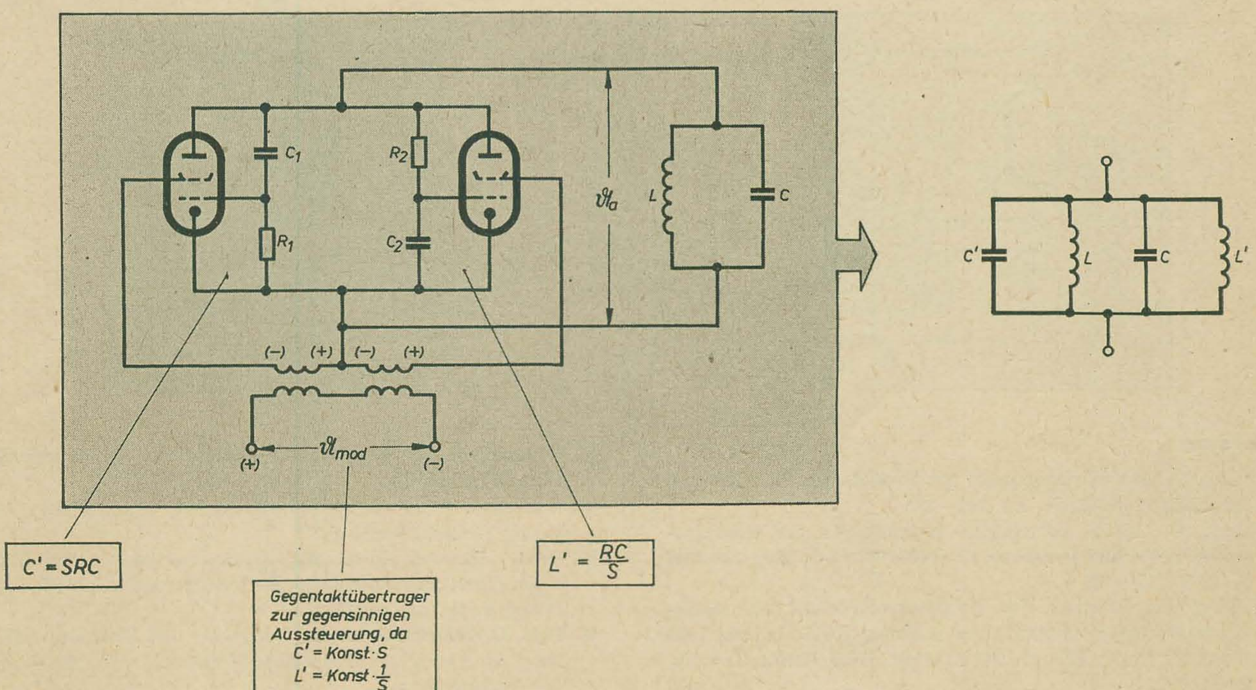
Die Kennlinienstreubereiche (Bilder 1, 3 und 6) sind bei $R_{g1} = 0{,}1$ MΩ und $R_{g1} = 10$ MΩ, wie sie durch die Unterschiede bei der Röhrenherstellung, durch Alterungserscheinungen der Röhren sowie durch Unterheizung (5,7 V) oder Überheizung (6,9 V) auftreten können, dargestellt.

3.3. Modulationsstufe zur Erzeugung einer frequenzmodulierten Schwingung



3.4. Parallelschaltung von zwei Reaktanzstufen mit Gegentaktübertrager

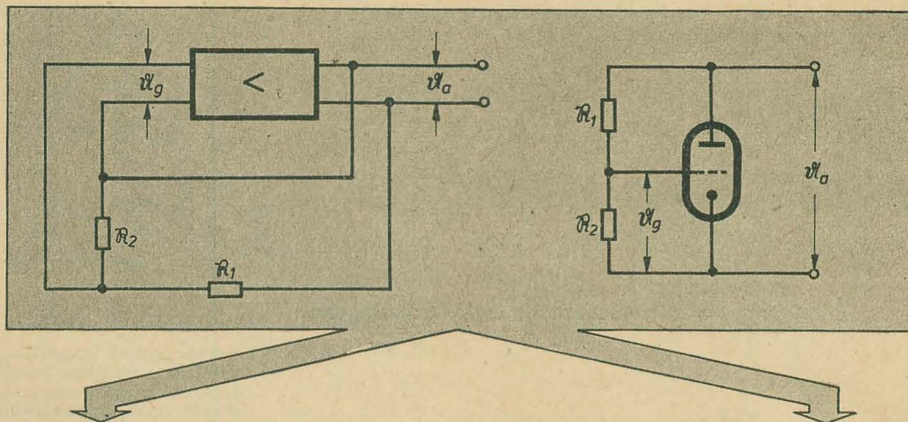
Vorteile: Größere Steuerwirkung, vergrößerter linearer Aussteuerbereich, geringerer Einfluß von Betriebsspannungsschwankungen



3.5. Weitere Schaltungsmöglichkeiten für Reaktanzstufen

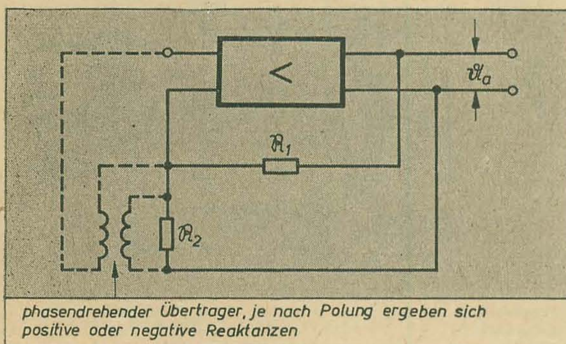
Mit diesen Schaltungen ergeben sich andere Dimensionierungsmöglichkeiten der Ersatzgrößen (R′, L′, C′) als bei den normalen und erweiterten Grundschaltungen. Bei der ersten Variante ist z. B. $\mathfrak{R}_{a/b} \approx \pm S \cdot \mathfrak{R}_2 \cdot \mathfrak{R}_1 \,||\, R_i$.

Grundschaltung

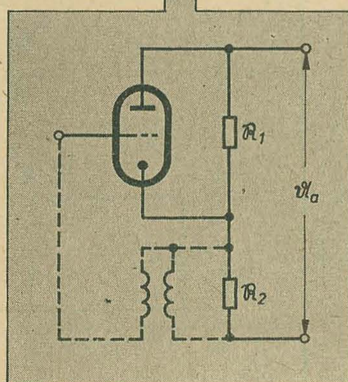


$\mathfrak{R}_2$ als Katodenwiderstand der Reaktanzröhre

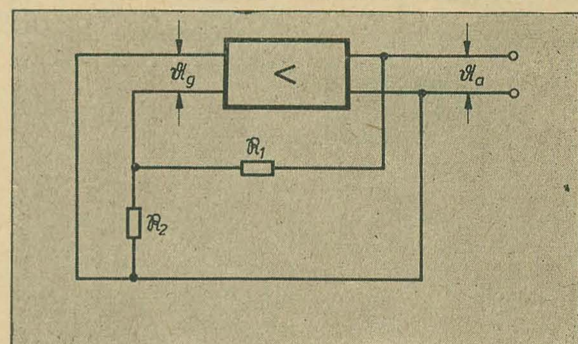
Schaltung mit phasendrehendem Übertrager

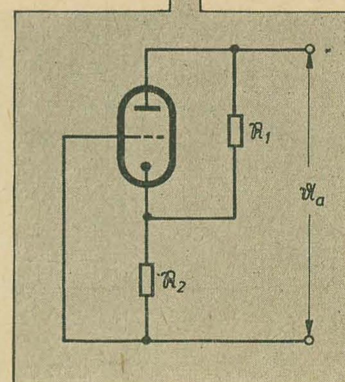


phasendrehender Übertrager, je nach Polung ergeben sich positive oder negative Reaktanzen



Reaktanzröhre in Gitterbasisschaltung





Literatur

[1] Orlik, O.: Die Wirkungsweise der Reaktanzstufen. radio und fernsehen 12 (1963) H. 6 S. 182—185

[2] Orlik, O.: Einige prinzipielle Anwendungen der Reaktanzstufen. radio und fernsehen 12 (1963) H. 11 S. 328—330 und H. 12 S. 377—379

[3] Vilbig, F.: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik II. Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig K.-G., Leipzig 1958

[4] Woschni, E. G.: Frequenzmodulation. VEB Verlag Technik, Berlin 1962

[5] Raschkowitsch: Phasenwinkelmodulation. Fachbuchverlag GmbH, Leipzig 1952

[6] Assejew, B. P.: Phasenbeziehungen in der Funktechnik. VEB Verlag Technik, Berlin 1957

[7] Rothe, H., und Kleen, W.: Elektronenröhren als Anfangsstufen-Verstärker. Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig K.-G., Leipzig 1948

[8] Rint, C.: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, Band II. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde 1953

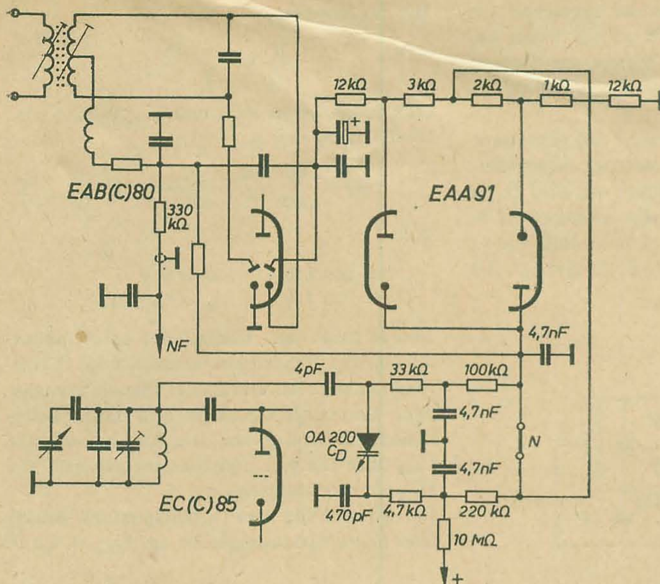


Bild 15: Nachstimmkreis mit symmetrisch eingeengtem Haltebereich

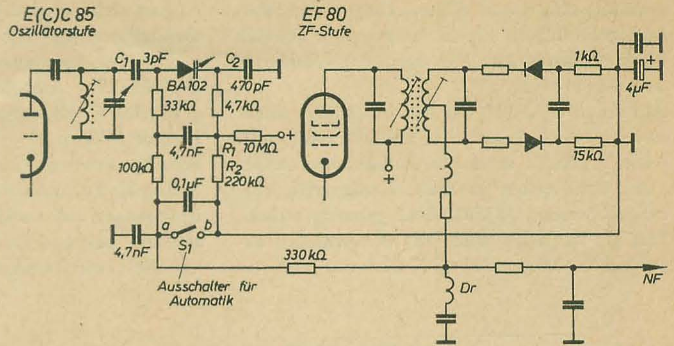


Bild 17: Einfache Nachstimmschaltung

Zur optimalen Einstellung müßte also vor jeder Senderwahl zunächst Kontakt N geschlossen und nach beendeter Handabstimmung wieder geöffnet werden. Die zusätzliche Duodiode EAA 91 hält einen Sender jedoch nur im Bereich von ±400 kHz fest. Bei einem Kanalabstand von 300 kHz ergibt sich ohne Betätigung des Kontaktes N bei einem Regelverhältnis von 1 : 20 eine Fehlabstimmung, die auch im ungünstigsten Fall stets unter 10 kHz liegt. Mit einem Mehraufwand von einer Röhre und einigen Kleinbauteilen läßt sich somit ein wesentlicher Bedienungskomfort erreichen.

Die im Bild 16 gezeigte Schaltung bietet abgesehen von der Diode OA 81 nichts Neues. Diese zusätzlich eingefügte Diode dient zur Korrektur der unterschiedlichen Steilheit oberhalb und unterhalb des Arbeitspunktes der Nachstimmdiode.

Bei positiver Frequenzabweichung ergibt sich eine positive Nachstimmspannung und damit eine Zunahme der Kapazität der Diode BA 100. Damit verringert sich die Oszillatorfrequenz im gewünschten Sinne. Nimmt die Zwischenfrequenz bei noch größerer Verstimmung weiter zu, wird die Diode OA 81 leitend und verschiebt den elektrischen Nullpunkt des Ratiodetektors. Die dabei entstehende Steuerspannung liegt außerhalb der Diskriminatorkurve und der eingestellte Sender springt heraus. Auf diese Weise wird ebenfalls ein symmetrischer Haltebereich erzielt.

Auf die wesentlichsten Bauteile für das einwandfreie Arbeiten einer Nachstimmschaltung beschränkt sich die im Bild 17 wiedergegebene Anordnung. Über C_1 ist die Diode BA 102 an den Oszillator angekoppelt. Der HF-Weg wird über C_2 geschlossen. Während R_1 und R_2 die Vorspannung der Diode einstellen, dienen alle übrigen im Nachstimmkreis liegenden Bauelemente zur Siebung der Steuerspannung.

Mit S_1 wird die vom Ratiodetektor gelieferte Steuerspannung kurzgeschlossen und somit die Automatik abgeschaltet. Der Arbeitspunkt der Nachstimmdiode muß dabei stets erhalten bleiben, so daß bei „richtiger" Sendereinstellung und geöffnetem Schalter S_1 keine Veränderungen an den Leuchtsektoren eines magischen Auges zu beobachten sind.

Der zum Ausschalten der Automatik notwendige Schalter kann auch in den Mantelflächen des Senderwahlknopfes untergebracht werden [8].

Zur weiteren Erhöhung des Bedienungskomforts wurde die Schaltung nach Bild 18 entwickelt [9]. Über die kleine Kapazität des metallhinterlegten Senderwahlknopfes a gelangt eine Brummspannung an das Gitter einer Verstärkerstufe. Die bei Gleichrichtung entstehende Richtspannung steuert einen elektronischen Schalter, dessen Schwellwert regelbar ist. Über ein Relais in der Anodenleitung der Schaltröhre wird der Kontakt b zum Abschalten der Nachstimmautomatik betätigt.

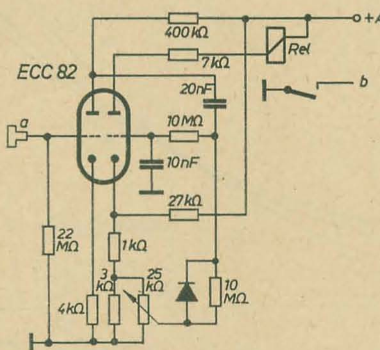


Bild 18: Elektronische Abschaltung der Automatik

Die im Oszillatorkreis liegende Diode kann bei geeigneter Schaltung [10] [14] sowohl zur Frequenznachstimmung als auch zur Frequenzhubregelung herangezogen werden.

Neben der zur Regelung vom Ratiodetektor entnommenen Gleichspannung wird der Diode zusätzlich die demodulierte NF zugeführt. Die Steuerung des UKW-Oszillators im NF-Rhythmus vermindert den Hub des ankommenden Signals. Dadurch scheint die Bandbreite des ZF-Verstärkers zu steigen. Durch die im allgemeinen angewendete Hubkompression um den Faktor 2 werden die Amplituden- und Phasenverzerrungen schon so gering, daß dieses Verfahren auch für die HF-Stereofonie von Bedeutung sein kann.

Im Bild 19 ist das Prinzip für die Hubkompression dargestellt. Verwendet man statt des Reglers R eine geeignete aktive Baustufe, so läßt sich außerdem noch eine Dynamikkompression erzielen, um das Signal-Rauschverhältnis bei schwacher Modulation zu verbessern.

Auf Grund ihrer leistungslosen Steuerung kommen für eine automatische Nachstimmschaltung also nur Siliziumbauelemente in Frage. Gewisse Schwierigkeiten bereitet die genügend stabile Einstellung des Arbeitspunktes sowohl für Netz- als auch für Koffergeräte. Bei ersteren verwendet man einen geeigneten ohmschen Spannungsteiler, während in Kofferempfängern neue Stabilisatoren auf Selenbasis eingesetzt sind. Der Arbeitspunkt dieser Zwerggleichrichter ist so

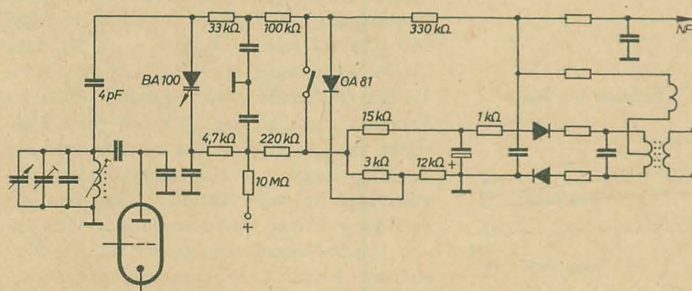


Bild 16: Nachstimmschaltung mit Korrekturdiode

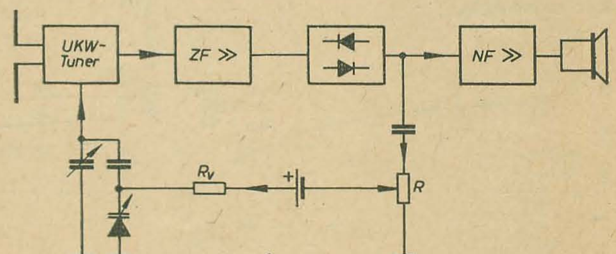


Bild 19: Prinzip der Frequenzhubregelung

gewählt, daß durch Schwankungen der Batteriespannung in einem festgelegten Bereich keine zusätzliche Frequenzdrift zustande kommt [11] [12] [13].
Auf einen Schalter, der die Automatik außer Betrieb setzt, konnte in keinem Fall, auch wenn er durch erhöhten Bedienungskomfort nicht unmittelbar in Erscheinung tritt, verzichtet werden [8] [9]. Sehr günstig wirken sich die in [5] [6] und [11] verwendeten zusätzlichen Dioden bzw. Varistoren aus, da ringert sich um den Wert der zugeschalteten Ersatzkapazität. Die anderen im Tuner angeordneten Bauelemente dienen zur Siebung der über eine doppeladrige Schirmleitung zugeführten Stellspannung.

In den Bildern 21 ··· 24 wird das grundsätzliche Verhalten des Stellgliedes wiedergegeben. Mit C_s als Parameter läßt sich aus Bild 21 für Frequenzen um 94 MHz die Stellsteilheit S_2 ablesen, während Bild 22 den Einfluß von C_s auf die Oszillatorschwingspannung zeigt. Da

Mit der Näherung

$$\frac{\Delta f}{f_0} \approx \left| \frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C} \right| \qquad (25)$$

erhält man bei 94 MHz und $U_{KA} = 6{,}2$ V eine Stellsteilheit S_2 von

$$S_2 = \frac{\Delta C}{\Delta U} \approx \frac{2\,\Delta f \cdot C}{f_0 \cdot \Delta U} = 0{,}153\ \frac{\text{pF}}{\text{V}} \qquad (26)$$

mit

$\Delta f = 240$ kHz $U = 1$ V
$C = 30$ pF $f_0 = 94$ MHz

Bild 24 zeigt den Einfluß des arbeitspunktabhängigen Bahnwiderstandes auf die Oszillatorspannung. Als Parameter dienen verschiedene Empfangsfrequenzen und damit unterschiedliche Kreisgüten. Die Schwankung von U_{osz} über den gesamten Aussteuerbereich von U_{KA} ist vernachlässigbar.
Die Einstellung des Arbeitspunktes erfolgt über einen Spannungsteiler auf $U_{KA} = 6{,}2$ V.

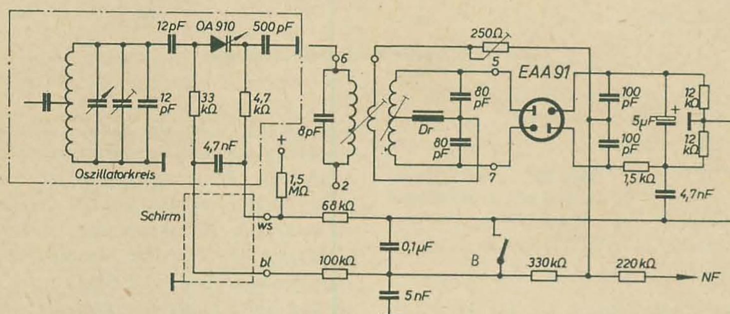


Bild 20: Nachstimmschaltung im Oberon-Stereo

sich Halte- und Fangbereich wesentlich einengen lassen, ohne das große Regelverhältnis der Schaltung zu verändern. Zukünftige Entwicklungen müssen deshalb in diese Richtung gelenkt werden.
Schaltungsuntersuchungen am Mustergerät ergaben die im Bild 20 gezeigte Dimensionierung als optimale Lösung. Die Diode OA 910 liegt hochfrequenzmäßig über 500 pF an Masse. Um eine ausreichende Stellsteilheit zu erhalten, mußte sie an den Oszillator mit 12 pF angekoppelt werden. Die ursprüngliche Oszillator-Parallelkapazität von 20 pF verdie Gesamtkreiskapazität für alle C_s als konstant vorausgesetzt werden kann, ist die fallende Tendenz der Schwingspannung entsprechend Gl. (19) auf eine geringere wirksame Diodengüte bei größeren C_s-Werten zurückzuführen. Im Bild 23 ist für einen Arbeitsbereich der Diode von $U_{KA} = 6{,}2\ \text{V} \pm 3$ V das Verhalten des Stellgliedes bei einigen Frequenzen im UKW-Band angegeben.
Die unterschiedlichen Steigungen ergeben sich auf Grund der verschiedenen Gesamt-Kreiskapazitäten in Abhängigkeit von der Stellung des Drehkondensators.

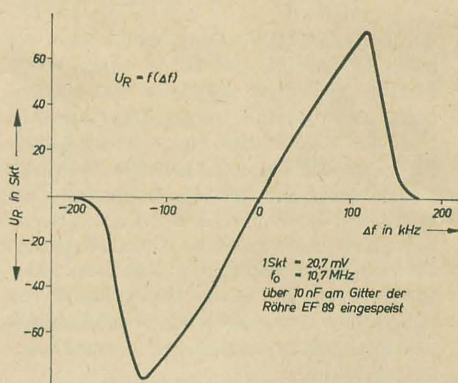


Bild 25: Regelkurve

Als Schalter für die Automatik dient die AM-Bandbreitetaste, die bisher auf UKW keine Funktion hatte. Bei geöffnetem Kontakt, d. h. bei gedrückter Taste B, ist die Nachstimmung eingeschaltet. Die übrigen Bauelemente im Regelzweig dienen zur Siebung der Nachstimmspannung (Bild 20).
Im Bild 25 ist der Verlauf der Richtspannung des Ratiodetektors aufgenommen. Für positive Verstimmung erhält man eine positive Spannung. Der Spitzenabstand der S-Kurve darf mit 250 kHz, d. h. der geradlinige Teil mit ±100 kHz angesetzt werden.
Wird nun der Regelkreis geschlossen, so verläuft die Richtspannung U_R — wie im Bild 26, Kurve 1 dargestellt — im negativen und positiven Bereich bis zu einem Maximalwert, der durch den Haltebereich entsprechend Bild 10 gekennzeichnet ist. Hier reißt der Oszillator sprunghaft ab. Der zum Nullpunkt unsymmetrische Haltebereich ist durch die arbeitspunktabhängige Steilheit der Diode bedingt. Die Kurve 2 weist bei $\Delta f = -50$ Skt eine leichte Krümmung der Kennlinie auf, bevor die Kurve abreißt. Diese Erscheinung ist für Vorspannungen kleiner 4,8 V auf einen Zieheffekt zurückzuführen, der im Lautsprecher des Empfängers von Zisch- und Brodelgeräuschen begleitet wird. In diesem Regelzustand sind die positiven Spitzenwerte der anliegenden Oszillatorspannung größer als die verbliebene negative Vorspannung der Diode. Eine Verschiebung des Arbeitspunktes auf $U_{KA} = 6{,}2$ V beseitigt diese Erscheinung.

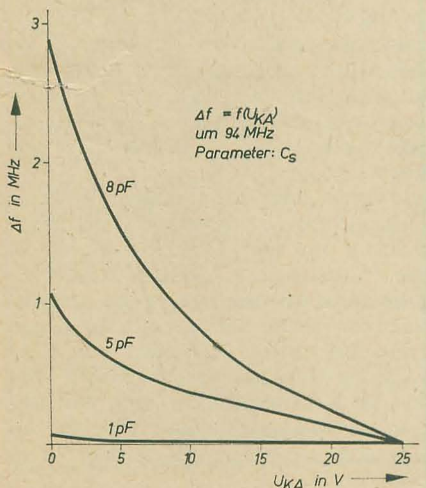


Bild 21: Frequenzänderung Δf als Funktion der Sperrspannung U_{KA}

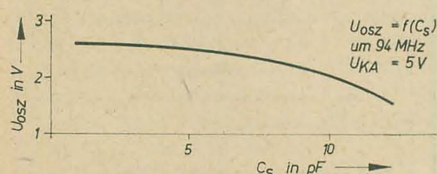


Bild 22: Oszillatorspannung U_{osz} als Funktion der Reihenkapazität C_s

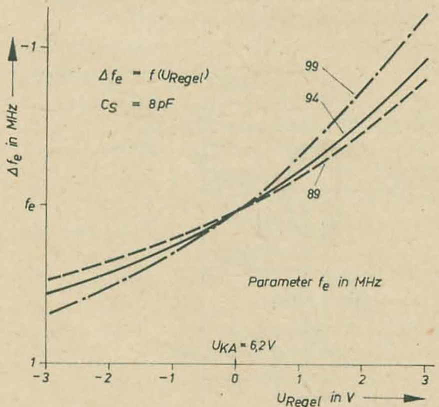


Bild 23: Verstimmung bei verschiedenen Empfangsfrequenzen

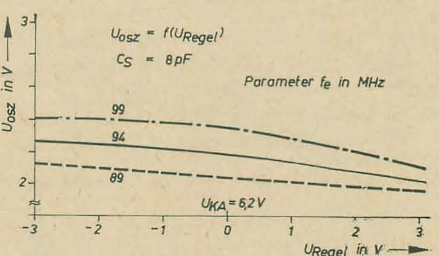


Bild 24: Oszillatorspannung U_{osz} als Funktion der Regelspannung U

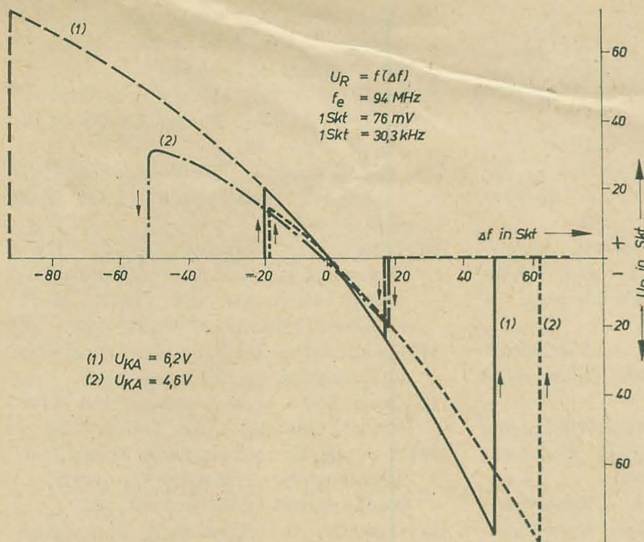


Bild 26: Richtspannung bei geschlossenem Regelkreis

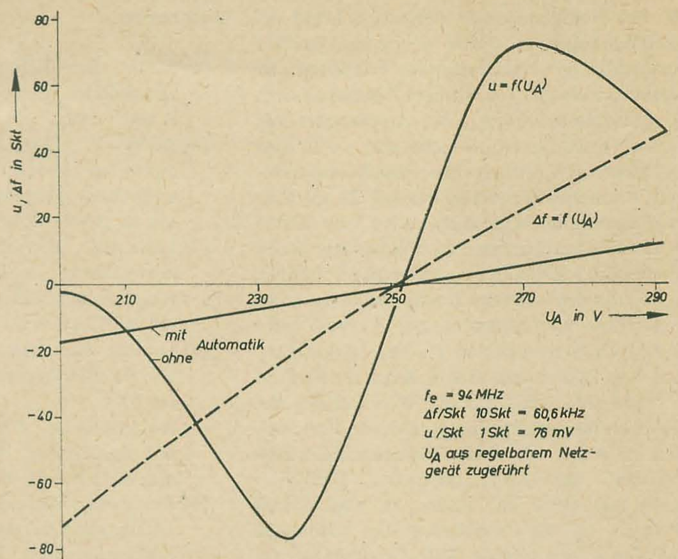


Bild 28: Einfluß der Anodenspannungsschwankung

Mit einem Fangbereich von $\Delta f = \pm 18$ Skt ≙ ± 540 kHz läßt sich ein völlig fehlabgestimmter Sender mit der Automatik noch einwandfrei abstimmen. Der Haltebereich erstreckt sich von $\Delta f = +48$ Skt bis $\Delta f = -92$ Skt ≙ + 1,5 MHz bis — 2,8 MHz. Bei bestimmten Empfangssituationen wird es also notwendig sein, die Automatik abzuschalten.

Zur Ermittlung des Restfehlers bei einer vorgegebenen Verstimmung wurden im Bild 27 die Regler- und Stellkurve nach den Gleichungen (16) und (21) unter Berücksichtigung der Phasendrehung in der Mischstufe zusammengezeichnet.

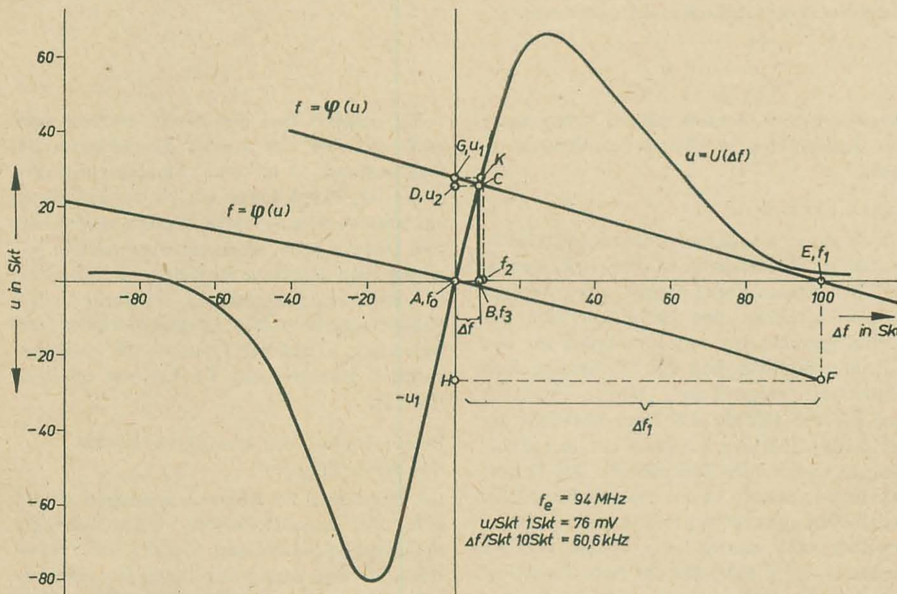


Bild 27: Grafische Ermittlung des Restfehlers

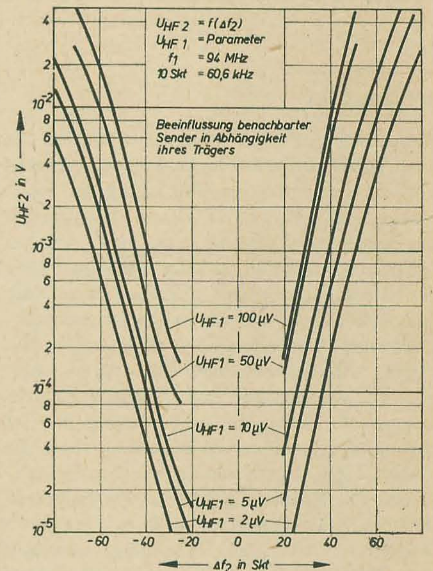


Bild 29: Nachbarsenderbeeinflussung

In Abhängigkeit von der Änderung der Eigenfrequenz f_1 um Δf_1 verschieben sich die Punkte F und E in Abszissenrichtung. Die durch den Punkt E parallelverschobene Stellkurve $f = \varphi(u)$ schneidet die Reglerkurve $u = U(\Delta f)$ im Punkt C. Es darf nur ein Schnittpunkt mit der Reglerkurve möglich sein, weil sonst das System instabil wird. Der Verlauf der Reglerkurve außerhalb $\pm \Delta f_D$ und die Stellsteilheit sind entsprechend zu wählen. Das Lot vom Punkt C auf die Abszisse (Punkt B) gibt die verbleibende Regelabweichung Δf an. Im linearen Idealfall für $\Delta f = 0$ muß die durch Δf_1 hervorgerufene Regelspannung $-U_1$ (Punkt H) mit einer gleich großen, aber positiven Spannung $+U_1$ (Punkt G) kompensiert werden. Diese Regelspannung entsteht bei der Frequenz f_2. Der Gleichgewichtszustand wird aber bereits im Schnittpunkt C eintreten. Die entstehende Frequenz f_3 ist die für die Verstimmung f_1 erhaltene stabile Eigenfrequenz.

Nach der in [2] gegebenen grafischen Beweisführung für die Gleichungen (21) ··· (25) erhält man aus Bild 27 für einen Abstimmfehler von $\Delta f_1 = 100$ Skt ≙ 606 kHz eine verbleibende Fehlabstimmung von $\Delta f = 6{,}5$ Skt ≙ 39,4 kHz. Daraus errechnet sich die Regelsteilheit nach Gleichung (24) zu

$$S = \frac{\Delta f_1}{\Delta f} = 15{,}4 \qquad (27)$$

und die Stellsteilheit nach Gleichung (26)

$$S_2 = \frac{2 \Delta f \cdot C}{f_0 \cdot \Delta U} = 0{,}205 \frac{pF}{V} \qquad (27a)$$

Im Bild 28 ist die absolute Abweichung der Empfangsfrequenz als Funktion der um ± 20 % schwankenden Anodenspannung aufgetragen. Für —20 V Änderung ergibt sich bereits eine Verstimmung um —170 kHz. Dies bedingt einen veränderten Diodenarbeitspunkt und somit, je nach Änderungsrichtung der Anodenspannung, eine größere oder kleinere Steilheit. Abgesehen davon, daß so hohe Schwankungen der Anodenspannung kaum zu erwarten sind, wird die gesamte Regelsteilheit durch den sehr hochohmigen Spannungsteiler nur prozentual erfaßt. Die Verstimmung von —170 kHz wurde demzufolge mit der angegebenen mittleren Regelsteilheit von 15,4 auf —11 kHz verringert.

Für die feste Empfangsfrequenz $f_e = 94$ MHz wird bei Eingangspegeln zwischen 2 und 100 µV als Parameter in Abhängigkeit vom Abstand

Δf des Nachbarsenders derjenige Pegel ermittelt, bei dem durch die eingeschaltete Automatik der Nachbarsender einspringt. Es ergibt sich ein glockenförmiger Verlauf ähnlich den Selektionskurven eines Empfängers mit einem Unstetigkeitsbereich von ± 20 Skt. Beispielsweise springt die Nachstimmautomatik von einem Sender, der mit 10 μV Eingangsspannung empfangen wird, auf einen +120 kHz entfernten Nachbarsender, wenn dieser einen Eingangspegel von 36 μV besitzt. Schwankt der Pegel des Nachbarsenders, kann man einen hystereseähnlichen Verlauf beim Wechsel zwischen beiden Trägern beobachten. Aus der Symmetrie dieser Kurven (Bild 29) erkennt man nicht nur die Wirkung des Selektivverstärkers im Empfänger, sondern auch den Einfluß der arbeitspunktabhängigen Steilheit der Kapazitätsdiode. Weiterhin kann mit Hilfe des Bildes 29 abgeschätzt werden, ob die Benutzung der Automatik für einen bestimmten Fall zweckmäßig erscheint.

Literatur

[1] Keller, H.: Diffundierte Silizium-Kapazitätsdioden, radio mentor 28 (1962) H. 8 S. 661—667

[2] Sethy, A.: Übersicht und Entwurf automatischer Frequenzregelsysteme in der modernen Empfängertechnik. Elektronik 11 (1962) H. 6 S. 161—168

[3] Lennartz, H.: Elektronische Scharfabstimmung in Fernseh- und UKW-Rundfunkempfängern. Funktechnik 14 (1959) H. 5 S. 132—135

[4] Gibson, K.: Add A.F.C. with a Silicon Diode. Electronics World (1959) S. 70 bis 72

[5] Automatische UKW-Scharfabstimmung mit elektrischer Begrenzung. Funktechnik 14 (1959) H. 16 S. 582

[6] Engel, G.: Automatische UKW-Scharfabstimmung in den Loewe Opta-Rundfunkempfängern. Funktechnik 15 (1960) H. 13 S. 480

[7] Giesel, W.: UKW-Scharfabstimmung im Klangmeister I RL 30 Stereo. Funktechnik 17 (1962) H. 15 S. 510

[8] Franke, F.: Automatische Scharfabstimmung auf UKW. Funkschau 30 (1958) H. 13 S. 325—326

[9] „Automatisierte" UKW-Scharfabstimmautomatik. Funkschau 34 (1962) H. 8 S. 205—206

[10] Schütz, D.: Verzerrungsarmer UKW-Super mit automatischer Scharfabstimmung. Funkschau 33 (1961) H. 22 S. 569—572 und H. 23 S. 598—599

[11] Schaltungsbeschreibung des Yacht-Boy 202. Grundig, Techn. Inf. S. 395ff.

[12] Ocean-Boy — ein Reisesuper von Weltformat. Grundig, Techn. Inf. S. 410ff.

[13] Hornung, D.: Automatische Nachstimmschaltung für Transistor-FM-Geräte. Funkschau 34 (1962) H. 21 S. 563

[14] Glässner, G.: Anwendung und Schaltungstechnik von Kapazitätsdioden. Funkschau 38 (1963) H. 22 S. 613—615

Transistorisierter Amplitudendiskriminator als Grenzwertschalter

Dipl.-Ing. FORTH und Dipl.-Ing. SCHEWITZER

Mitteilung aus dem Institut für elektromedizinische und radiologische Technik der Technischen Hochschule Ilmenau

Allgemeines

Sowohl für die Sicherheit der Funktion als auch vom Prinzip her ist in zahlreichen technischen Systemen die Forderung zu realisieren, daß Parameter einen bestimmten Grenzwert nicht überschreiten bzw. daß bei Erreichen dieses Grenzwertes ein Signal oder ein Steuerungsvorgang ausgelöst wird. Als Beispiele mögen die automatische Betriebskontrolle, Umschaltung von Meßgeräten, die Pegel- und Schwellenüberwachung in industriellen Steuerungs- und Regelungseinrichtungen, die automatische Dosierung bei der Anwendung ionisierender Strahlung sowie die elektronische Überwachung der Körperfunktionen von Kranken gelten. In den Fällen, in denen sich die jeweilige Größe in eine ihren Werten proportionale Spannung umsetzen läßt, bietet sich der Amplitudendiskriminator als günstige technische Ausführung eines Grenzwertschalters an. Wegen der Möglichkeit der Spannungsteilung werden nach oben hin an die Amplitude keine Bedingungen gestellt, während die untere Grenzamplitude lediglich durch den erforderlichen Störabstand festgelegt ist.

Schaltung und Funktion

Kernstück der Schaltung ist ein Schmitt-Trigger mit den Transistoren T_2 und T_3 (Gesamtschaltung s. Bild 3). Da in der Literatur zahlreiche Arbeiten über transistorisierte Impulsformer erschienen sind [1] [2] [3] [4], seien hier nur die wichtigsten Forderungen kurz besprochen, die sich aus der Verwendung von Transistoren in diesen Schaltungen ergeben.

Aussteuerung

Um ein exaktes Umkippen von einem stabilen Zustand in den anderen zu erreichen, werden die Schalttransistoren längs der Arbeitsgeraden zwischen den Schnittpunkten der Verlusthyperbel mit den Kennlinien für den Kollektorreststrom und den maximalen Kollektorstrom ausgesteuert (Bild 1, Punkte A und B). Die Gerade AB kann oberhalb der Verlusthyperbel liegen, wenn der Schaltvorgang in sehr kurzer Zeit abläuft. Bei Transistor-Impulsformern liegen die Schaltzeiten in der Größenordnung von 1 μs. Aus der Lage der Arbeitspunkte während der beiden stabilen Zustände ergibt sich, daß der erste Transistor völlig gesperrt und der zweite geöffnet sein muß. Welcher der beiden Transistoren im Ruhezustand, d. h. ohne Aussteuerung, geöffnet ist, hängt davon ab, ob die Schaltung auf positive oder negative Impulse ansprechen soll. Das gilt auch, wenn zur Steuerung in positiver oder negativer Richtung veränderliche Gleichspannungen anliegen. Im vorliegenden Falle erfolgt die Steuerung mit einer negativen Spannung, so daß der Transistor T_1 im Ruhezustand gesperrt ist, T_2 dagegen geöffnet (Bild 2).

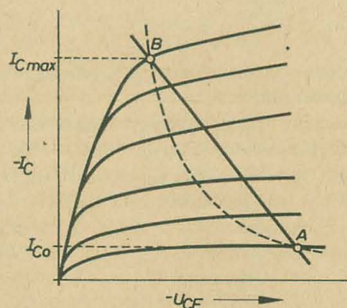


Bild 1: Kennlinienfeld eines Schalttransistors mit Verlusthyperbel und Widerstandsgeraden

Besonderheiten transistorisierter Schmitt-Trigger

Im Gegensatz zu Röhrenschaltungen eignet sich für transistorisierte Schmitt-Trigger Spannungsrückkopplung nicht, da Transistoren Steuerleistung benötigen. Die erforderliche Steuerleistung bedingt, daß der Strom durch den Spannungsteiler R_3, R_5, R_6 wesentlich höher als bei Röhrenschaltungen ist. Praktisch wählt man ihn fünf- bis zehnmal größer als den maximalen Basisstrom des Transistors T_2. Der Strom I_2 ist so zu dimensionieren, daß der von R_3 und R_3' gebildete Spannungsteiler nicht wirkungslos wird. Dieser Teiler legt bei einem bestimmten Halteverhältnis $(R_3 + R_3')/R_4$ und gegebenem Basisspannungsteiler (R_5 und R_6) den Arbeitspunkt des Transistors T_2 fest.

Da der Querstrom durch den Basisspannungsteiler wesentlich größer sein muß als der Basisstrom des Transistors T_2, ist die Verwendung von Leistungstransistoren unrationell. Soll

mit dem Impulsformer ein Relais direkt geschaltet werden, so muß dies eine entsprechend niedrige Erregerleistung besitzen. Für Schaltungen zur direkten Erregung eines Relais eignen sich Schalttransistoren mit einer zulässigen Kollektor-Emitterspannung von 60 V. Zweckmäßiger ist es jedoch, Transistoren für niedrige Spannungen mit geringer Verlustleistung zu verwenden und das Relais

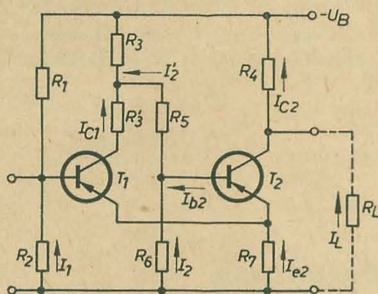


Bild 2: Prinzipschaltung eines transistorisierten Schmitt-Triggers

über einen Leistungsschalttransistor zu steuern. Diese Variante besitzt den Vorteil einer kleineren Betriebsspannung und niedriger Ruheströme.

Bei transistorisierten Schmitt-Trigger-Schaltungen ist ferner erforderlich, daß der Eingangstransistor T_1 in Spannungssteuerung betrieben wird, d. h., daß die Eingangsspannung einer niederohmigen Quelle entnommen wird. Anderenfalls, also bei Speisung aus einer hochohmigen Quelle, könnte der Transistor in jedem beliebigen Arbeitspunkt festgehalten werden. Damit würde kein definierter Schaltpunkt existieren. Die Steuerspannung wird deshalb vorteilhafterweise einem Übertrager entnommen. Läßt dies der zu übertragende Frequenzbereich nicht zu, so ist ein Emitterfolger vorzuschalten.

Die Ansprechschwelle wird mit dem Spannungsteiler R_1, R_2 im Basiskreis des Eingangstransistors T_1 eingestellt. Den untersten Spannungswert, auf den die Schaltung sicher anspricht, bestimmt die Temperaturabhängigkeit der Basis-Emitterspannung, die etwa 2,5 mV/°C beträgt. Dieser Temperaturgang bewirkt, daß die Schaltung mit zunehmender Erwärmung empfindlicher wird. Daraus ergeben sich Schwierigkeiten bei sich langsam ändernden Eingangsspannungen. Es ist daher notwendig, die größte Eingangsspannung mindestens doppelt so hoch wie die größte durch den Temperatureinfluß erzeugte Schwankung der Basis-Emitterspannung zu wählen. Weiterhin wirkt die durch den gemeinsamen Emitterwiderstand R_7 hervorgerufene Gegenkopplung stabilisierend. Steht eine Steuerspannung der erforderlichen Höhe nicht zur Verfügung, so kann ein Verstärker vorgeschaltet werden, der nach den für Transistorschaltungen gültigen Gesichtspunkten temperaturstabilisiert wird.

Berechnung der Schaltung nach Bild 2

Die Kollektorwiderstände $R_3 + R_3'$ und R_4 sowie der Emitterwiderstand R_7 ergeben sich aus den Kennlinien der verwendeten Transistoren. Für die Ströme und Spannungen erhält man unter der Voraussetzung, daß $I_{C1} = 0$ und $I_L \ll I_{C2}$ ist,

$$U_B = I_2 \cdot R_6 + (I_2 + I_{b2})(R_3 + R_5) \quad (1)$$

$$I_{C2} = \frac{|U_B| - |U_{kn}|}{R_4 + R_7} \quad (2)$$

$$U_{be2} = I_2 \cdot R_6 - I_{C2} \cdot R_7 \quad (3)$$

$$I_{e2} = I_{C2} + I_{b2} \quad (4)$$

In diesen Gleichungen bedeutet U_{Kn} die Kniespannung von T_2. Mit Hilfe der Gleichungen (1) bis (4) und mit Bild 2 können die Widerstände R_1, R_2, R_5 und R_6 berechnet werden.

Für den Basisspannungsteiler von T_1 gilt

$$R_2 = \frac{I_{e2} \cdot R_7 - U_{be1}}{I_1}$$

oder mit

$$I_e \approx I_C, \quad \text{d. h,} \quad I_{e2} \approx I_{b2} \cdot \beta_e$$

$$R_2 = \frac{I_{b2} \cdot \beta_e \cdot R_7 - U_{be1}}{I_1} \quad (5)$$

und

$$R_1 = R_2 \left(\frac{|U_B|}{L_1 \cdot R_2} - 1 \right) \quad (6)$$

oder

$$R_1 = \frac{|U_B|}{I_1} - \frac{I_{b2} \cdot \beta_e \cdot R_7 - |U_{be1}|}{I_1}$$

Der Basisspannungsteiler von T_2 ergibt sich aus

$$R_5 = \frac{U_B - I_2 \cdot R_6}{I_2 + I_{b2}} - R_3 \quad (7)$$

und

$$R_6 = \frac{|U_{be2}| + I_{e2} \cdot R_7}{I_2}$$

oder mit $I_e \approx I_c$

$$R_6 = \frac{|U_{be2}| + I_{b2} \cdot \beta_e \cdot R_7}{I_2} \quad (8)$$

Aus diesen Gleichungen erkennt man, daß die Werte der Widerstände der Spannungsteiler vom Stromverstärkungsfaktor β_e abhängen, Bild 2 also nur Mittelwerte angibt. Bei Verwendung von Transistoren mit unterschiedlicher Stromverstärkung sind die nach den Gleichungen (5) bis (8) erhaltenen Werte durch Ausgleichsrechnungen zu korrigieren.

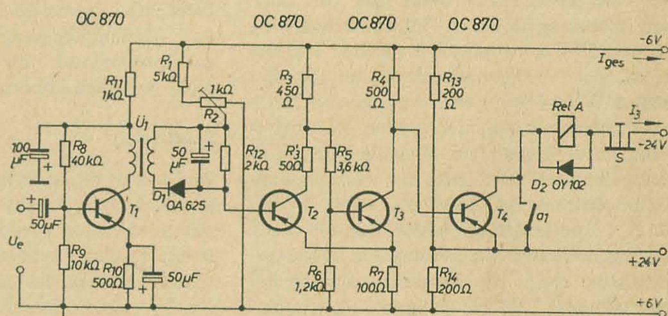


Bild 3: Gesamtschaltung des Ausführungsbeispiels

Praktisch ausgeführte Schaltung

Nach den vorangegangenen Überlegungen wurde eine praktische Schaltung (Bild 3) für ein Impedanzmeßgerät aufgebaut, die beim Erreichen einer vorgeschriebenen maximalen Amplitude der Eingangsspannung über das Relais A ein optisches Signal auslöst und den Meßvorgang unterbricht. Der Schmitt-Trigger besteht aus den Transistoren T_2 und T_3 (OC 870). Das Relais wird durch den am Kollektor von T_3 auftretenden negativen Impuls über den Schalttransistor T_4, der im Ruhezustand gesperrt ist, gesteuert. Die Forderung nach einer niederohmigen Steuerspannungsquelle erfüllt der Übertrager $Ü_1$ vor der Basis von T_2. Es handelt sich hier um einen Treibertransformator der Größe K 20. Mit der Diode D_1 (OA 626) wird die positive Halbwelle der Eingangsspannung abgeschnitten, wodurch die zur Steuerung erforderliche negative Spannung gewonnen wird. Der Regler R_2 dient zum Einstellen der Ansprechschwelle. Den im Übertrager auftretenden Spannungsverlust gleicht eine Verstärkerstufe mit dem Transistor T_1 (OC 870) aus. Der Schalttransistor T_4 steuert ein Kleinrelais GBR 305, Bv-Nr. 0335-5, das bei einer Nennspannung von 24 V einen Erregerstrom von 25 mA benötigt. Dieses Relais besitzt bei einer Erregerleistung von 600 mW eine Schaltleistung von 100 W. Zum Schutze des Transistors ist dem Relais eine Diode D_2 (OY 102) zur Unterdrückung der Abschaltspannungsspitzen parallelgeschaltet.

Betriebswerte der Schaltung nach Bild 3

$-U_B$	6 V	$-I_{C\,max}$	10 mA
$-U_{be2}$	0,25 V	$I_1 = I_2$	1 mA
$+U_{be1}$	0,4 V	$-I_{b\,max}$	200 µA
$-U_{Kn}$	0,20 V		
R_6	100 Ω		
$R_3 + R_3'$	500 Ω		
R_4	500 Ω		

Aus den Gleichungen (5) bis (8) ergeben sich dann für die Widerstände R_1, R_2 und R_5, R_6 etwa folgende Werte:

R_1	5 kΩ
R_2	1 kΩ regelbar
R_5	3,6 kΩ
R_6	1,2 kΩ

Relaisschaltstufe

Der Schalttransistor T_4 wird galvanisch an den Kollektor von T_3 angekoppelt. Die zur Sperrung erforderliche negative Emitter-Basisspannung wird durch Anheben des Emitterpotentials erzeugt. Im Ruhezustand beträgt die Spannung zwischen Masse und dem Kollektor von T_3 etwa 1,5 V, so daß bei der gewählten Dimensionierung des Spannungsteilers R_{13}, R_{14} die Potentialdifferenz zwischen Emitter und Basis von T_4 bei −1,5 V liegt und der Transistor sicher sperrt.

Hat der Schmitt-Trigger angesprochen, d. h., ist der Transistor T_3 gesperrt, so beträgt die Spannung zwischen dem Kollektor von T_3 und Masse etwa −5 V. Dadurch ändert sich die Emitter-Basis-Spannung des Transistors T_4 von −1,5 V auf +2 V, so daß T_4 leitet und das Relais A anzieht. Im vorliegenden Aus-

führungsbeispiel hält sich das Relais nach dem Schalten über den Kontakt a_1 auch nach dem Rückkippen des Impulsformers selbst und muß über den Kontakt S von Hand zurückgestellt werden.
Bei Schaltungen mit einem Transistor zwischen Schmitt-Trigger und Relais ist zu beachten, daß zwei getrennte Spannungsquellen erforderlich sind.

Meßwerte

Die Stromverstärkungsfaktoren der Transistoren T_1 bis T_3 liegen zwischen 60 und 100. Mit diesen Transistoren spricht der Impulsformer auf eine minimale Eingangsspannung von 0,25 V_{ss} an.
Die Stromaufnahme beträgt für den Verstärker und Impulsformer bei $-U_B = 6$ V $I_{ges} = 30$ mA.
Im eingeschalteten Zustand nimmt der Leistungstransistor T_4 bei $-U_B = 24$ V einen Strom von 24 mA auf.

Literatur

[1] Haidecker, A.: Impulsformerschaltungen in der industriellen Transistorschaltungstechnik. Elektronische Rundschau 10 (1956) H. 10 S. 265

[2] Taeger, E.: Welche Forderungen sind an den Schalttransistor zu stellen? radio und fernsehen 7 (1958) H. 22 S. 665

[3] Möhring, R.: Zur Dimensionierung des transistorisierten Schmitt-Triggers. Nachrichtentechnik 11 (1961) H. 4 S. 186

[4] Leberwurst, K.: Der Schaltmechanismus des Schmitt-Triggers mit Transistoren. Nachrichtentechnik 10 (1960) H. 12 S. 519

Ein kurzschlußfester Transistor-Universalnetzteil mit Strombegrenzung

HAGEN JAKUBASCHK

Für Transistorgeräte aller Art wird eine möglichst universell verwendbare Stromquelle benötigt, die an die Stelle der geräteeigenen Batterie tritt und eine in weiten Grenzen regelbare Ausgangsspannung haben muß. Da bei Reparaturen und Versuchsarbeiten mit Kurzschlüssen und überhöhter Stromaufnahme des Verbrauchers gerechnet werden muß, muß der Netzteil kurzschlußsicher sein und — um Schäden im angeschlossenen Verbraucher zu vermeiden — eine ebenfalls in weiten Grenzen regelbare Maximalstromstärke im Kurzschlußfall liefern. Weiterhin müssen die bei chemischen Stromquellen gegebenen Bedingungen geringer Restwelligkeit und geringen Innenwiderstandes ausreichend erfüllt werden, während an die Spannungskonstanz bei Schwankungen der Netzspannung keine besonderen Anforderungen gestellt werden. Ein nach diesen Bedingungen entworfenes, sehr einfach aufzubauendes Gerät für eine mittlere Leistungsabgabe wird im folgenden beschrieben.

Allgemeines

Das Netzgerät arbeitet nach dem Prinzip der Parallelregelung und geht auf Veröffentlichungen in [1] und [2] zurück. Seine Wirkungsweise darf nicht mit der Funktion der als „elektronisch geregelte Netzteile" bekannten Schaltungen verwechselt werden, deren Aufgabe die Konstanthaltung der Ausgangsspannung bei schwankender Last und schwankender Speisespannung ist.
Das hier beschriebene Gerät gibt eine Ausgangsspannung ab, deren Höhe zwischen etwa 0,3 und 22 V kontinuierlich regelbar ist. Die erforderliche Eingangswechselspannung beträgt 24 V und kann einem geeigneten Netztransformator entnommen werden. Im Mustergerät wurde hierfür ein Modellbahntransformator benutzt. Der maximal entnehmbare Ausgangsstrom ist zwischen etwa 6 und 170 mA kontinuierlich einstellbar. Je nach den Eigenschaften des verwendeten Leistungstransistors bleibt die Ausgangsspannung bei schwankender Last bis zu etwa 70 % des eingestellten Maximal-Ausgangsstromes konstant. Bei weiter steigender Stromentnahme sinkt sie rapide ab und erreicht bei dem eingestellten Maximalstrom — ausgangsseitigen Kurzschluß — den Wert Null.
Schwankungen der Eingangsspannung erscheinen als proportionale Spannungsschwankungen der Ausgangsspannung. Dieser Nachteil wäre durch Verwendung einer Zenerdiode weitgehend zu beheben. Da jedoch höchstens mit Netzspannungsschwankungen von ±15 % gerechnet werden muß und für Transistorgeräte u. a. eine Abweichung der Speisespannung von ±15 % vom vorgeschriebenen Wert ohne Auswirkungen bleibt, wurde hierauf verzichtet. Die Restwelligkeit der Ausgangsspannung ist etwas vom Ausgangsstrom abhängig und blieb beim Mustergerät im ungünstigsten Fall noch unter 0,5 %. Im praktischen Gebrauch trat auch beim Anschluß größerer industrieller Transistorempfänger (z. B. „Stern 3") und bei Transistorverstärkern hoher Eingangsempfindlichkeit kein merklicher Brumm auf. Der Innenwiderstand des Netzgerätes liegt innerhalb des linearen Teiles der Ausgangsspannungskurve (Bild 2) noch beträchtlich unter dem üblicher Batterien, so daß Verkopplungserscheinungen über den Innenwiderstand des Netzteiles praktisch nicht auftreten können.

Schaltung

Bild 1 zeigt die Schaltung des Gerätes. In der Regelschaltung findet lediglich ein 4-W-Leistungstransistor Verwendung. Die vom Netztransformator gelieferte Eingangswechselspannung wird in einer Brückenschaltung gleichgerichtet. Der Ladekondensator wurde mit 500 µF reichlich dimensioniert, notfalls reichen hier bereits 100 ··· 250 µF aus. Dagegen darf der plusseitig mit P_1 verbundene 500-µF-Kondensator nicht geringer bemessen werden, da dieser Kondensator in erster Linie die Restwelligkeit der Ausgangsspannung beeinflußt. Unterstützt wird diese Siebwirkung durch den am Ausgang der Schaltung liegenden 250-µF-Kondensator. Ein größerer Wert für diesen Kondensator bringt keine Vorteile mehr und ist auch nicht zweckmäßig. Mit dem Regler P_1 wird die Ausgangsspannung eingestellt und mit P_2 die Strombegrenzung (Maximal-Ausgangsstrom im Kurzschlußfall). Im Mustergerät ergaben sich mit der angegebenen Dimensionierung die im Bild 1 gekennzeichneten Werte für die Regelbereiche von P_1 und P_2. Beide Regler können mit Skalen versehen und unmittelbar in „Volt Ausgangsspannung" bzw. „Milliampere Kurzschlußstrom" geeicht werden. Für den drehsinnrichtigen Anschluß der Regler sind im Bild 1 die entsprechenden Endwerte angegeben.
Die Eichung geschieht sehr einfach, indem am Ausgang ein Vielfachmesser mit geeignetem Spannungsbereich (für Eichung P_1) bzw. Strombereich (für Eichung P_2, Kurzschlußstrommessung) angeschlossen wird und die abgelesenen Werte auf die Regler übertragen werden. Die geringste erreichbare Ausgangsspannung hängt dabei im wesentlichen vom Transistorexemplar bzw. dessen Kniespannung ab. Die maximal erreichbare Ausgangsspannung ist durch die maximal zulässige Kollektorspannung des Transistors gegeben und kann bei Verwendung der entsprechenden Transistoren bis 60 V betragen, wenn ein entsprechender Transformator am Eingang benutzt wird. Für den Gleichrichter sind dann

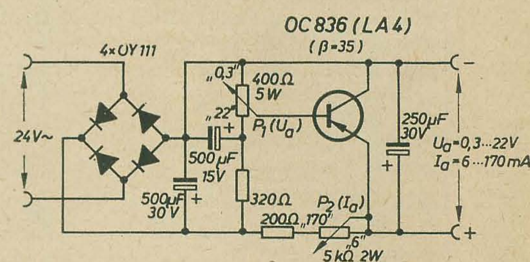


Bild 1: Schaltung des Transistor-Universalnetzteils mit Strombegrenzung

entsprechende Dioden oder Diodenkombinationen zu verwenden.

Der maximal mögliche Ausgangsstrom hängt von der Belastbarkeit des Transistors und der vorgesehenen maximalen Ausgangsspannung ab, während der geringste einstellbare Ausgangsstrom durch den Maximalwert von P_2 gegeben ist. Dieser kann jedoch nicht beliebig hoch gewählt werden, weil sich sonst der Regelbereich nach höheren Strömen zu sehr am Reglerende zusammendrängt.

Zu beachten ist, daß die maximale Belastung des Transistors dann auftritt, wenn der Ausgangsstrom gleich Null und die Ausgangsspannung ein Minimum ist. Die größte Verlustleistung am Transistor tritt daher bei dieser Schaltung bei geringer Ausgangslast auf! Mit der angegebenen Dimensionierung wird bereits etwa die maximal zulässige Verlustleistung des angegebenen Transistors ausgenutzt.

Die Dimensionierung der Schaltung hängt u. a. von den Transistordaten ab und ist — solange die Maximalverlustleistung nicht überschritten wird — nicht allzu kritisch. Während etwaiger Dimensionierungsversuche empfiehlt sich für den Praktiker die ständige Überwachung der Kollektor-Emitter-Spannung des Transistors und des Emitterstromes (mit eingeschaltetem Strommesser). Eine Multiplikation beider Werte darf in allen Reglerstellungen von P_1 und P_2 nicht mehr als die maximal zulässige Kollektor-Verlustleistung des Transistors ergeben.

Die Charakteristik des Ausgangsspannungsverlaufes bei steigendem Ausgangsstrom hängt ebenfalls weitgehend von der Stromverstärkung des Transistors ab. Bild 2 zeigt die beim Mustergerät mit einem β von 35 erhaltene Charakteristik für eine eingestellte Ausgangsspannung von 6 V und einen maximalen Ausgangsstrom von 0,1 A. Bis zu 70 mA bleibt die Ausgangsspannung konstant und bricht bei weiter steigender Stromentnahme rasch zusammen. Der Abfall der Ausgangsspannung erfolgt dabei um so steiler — bzw. die Ausgangsspannung bleibt in Richtung auf

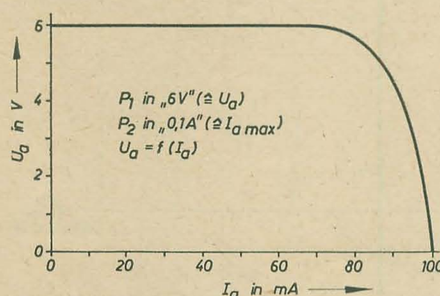


Bild 2: Charakteristik der Ausgangsspannung bei steigendem Ausgangsstrom

den maximalen Ausgangsstrom um so länger konstant — je höher die Stromverstärkung des Transistors ist. Für normale Werkstattzwecke reichen jedoch bereits Transistoren mit β-Werten um 15 ··· 20 aus, wobei die Ausgangsspannung noch bis etwa 50% des Maximalstromes konstant bleibt.

Aufbau

Der Aufbau des Gerätes ist völlig unkritisch. Transistor und Gleichrichter sind mit den vom Hersteller vorgeschriebenen Kühlflächen zu montieren. Beim Mustergerät wurde je Diode ein Kühlblech 6×6 cm und für den Transistor ein Kühlblech 10×10 cm (je 1 mm Alublech) benutzt. Für P_1 und P_2 kommen nur Drahtpotentiometer mit der angegebenen Mindestbelastbarkeit in Frage. Die Festwiderstände sind ebenfalls Drahtwiderstände ausreichender Belastbarkeit.

Der Netztransformator kann je nach beabsichtigter Verwendung des Gerätes mit im Gehäuse eingebaut oder bei Bedarf außen angeschlossen werden. Er soll jedoch entweder eine geerdete Schutzwicklung haben oder als Schutztransformator aufgebaut sein, um das Eindringen von Netzspannung in den Niedervoltteil zu verhindern. Anderenfalls ist der Minuspol der Ausgangsspannung sicherheitshalber zu erden.

Anwendung des Netzteils

Das Netzgerät erfüllt im Werkstattbetrieb die Aufgabe der normalerweise für den Verbraucher vorgesehenen Batterie. Demzufolge wird zunächst P_1 entsprechend seiner Skala auf den der Batteriespannung entsprechenden Wert eingestellt. Die im Normalfall vom Verbraucher maximal benötigte Speisestromstärke ist im allgemeinen bekannt. P_2 wird auf den 1,5 ··· 2fachen Wert dieser Stromstärke eingestellt. Soll beispielsweise ein „Sternchen"-Empfänger mit kurzschlußverdächtiger Endstufe betrieben werden, so stellt man P_1 auf etwa 0,1 A. Diese Stromstärke ist für die Endstufentransistoren noch zulässig. Selbst wenn die Endstufe jetzt durch z. B. defekten Basisspannungsteiler zu hohen Ruhestrom aufnimmt oder „durchgeht", kann dies nur zum Zusammenbruch der Speisespannung, jedoch nicht zur Überlastung der Endtransistoren führen. Falls in ähnlichen Geräten Fehler in Vorstufen vermutet werden, wird P_2 auf geringeren Strom (etwa 1,5fachen Ruhestrom des Gerätes) eingestellt und die Endstufe nur so gering ausgesteuert, daß die Stromaufnahme nicht wesentlich ansteigt.

Die Netzspannung sollte bei empfindlichen Verbrauchern erst dann eingeschaltet werden, wenn der Verbraucher angeschlossen und eingeschaltet ist und die Regler entsprechend eingestellt sind. Dadurch werden Spannungsstöße durch Voraufladungen des ausgangsseitigen 250-µF-Siebkondensators zuverlässig vermieden.

Literatur

[1] Bammel, S. E.: Transistor-safe Power Supply. Radio Electronics Januar 1963

[2] Strombegrenzender und stabilisierender Transistor-Netzteil. Funkschau 35 (1963) H. 15 S. 418

Eine transistorisierte Pausenzeichenschaltung

H. G. STAUDTE

In [1] wurde bereits ein mittels einer Relaiskette gesteuerter Pausenzeichengeber beschrieben. Das ist eine Schaltung zur programmgemäßen Erzeugung einer Tonfolge einschließlich der Pausenzeiten, so daß eine als Pausenzeichen verwendbare Melodie entsteht. Im folgenden soll gezeigt werden, daß es auch möglich ist, die Funktionen der Relais zur Durchführung eines Steuerprogrammes und zur An- und Abschaltung der jeweiligen frequenzbestimmenden Bauelemente Transistoren zu übertragen.

Die ausschließliche Verwendung von Transistoren bringt einige wesentliche Vorteile mit sich:

1. Trotz einer umfangreicheren Schaltung ist die Volumen- und Gewichtseinsparung erheblich.
2. Man kommt mit wesentlich geringeren Leistungen (0,5 ··· 1 W) aus.
3. Da in der Schaltung mechanisch bewegte Teile fehlen, entfallen Kontaktstörungen, wie sie durch Abnutzung, Verschmutzung und Korrosion häufig auftreten. Die Schaltung arbeitet geräuschlos.

Als Nachteil steht dem gegenüber die allen Transistorschaltungen anhaftende Empfindlichkeit gegenüber Temperatureinflüssen, die jedoch bei sachgemäßer Dimensionierung auf vernachlässigbar kleine Werte herabzumindern ist. Im Preis dürften keine wesentlichen Unterschiede zwischen relais- und transistorbestückter Schaltung bestehen.

Grundsätzliches zur Schaltung

Die Schaltung läßt sich ihrer Funktion entsprechend aufteilen in Steuerkette, Dekodierung mit elektronischen Schaltern und den Tongenerator.

Steuerkette

Aufgabe der Steuerkette ist es, den Tongenerator so zu schalten, daß die programmierte Folge von Schaltzuständen (Tonfrequenzen und Pausen) entsteht.

Von den zahlreichen Möglichkeiten zur Realisierung einer solchen Steuerkette (z. B. Drehwähler, Relaisketten, Thyratronketten, Dekatronzähldekaden) kommt für volltransistorisierte Schaltungen nur eine Folge aus geeigneten Binär-Untersetzerstufen in Frage.

Für diesen Zweck ist die bekannte bistabile Multivibratorschaltung (Flip-Flop) gut geeignet, wobei einer Teilerstufe dabei jeweils zwei Schaltzustände zugeordnet werden können, so daß für n Teilerstufen sich maximal 2^n verschiedene Schaltzustände realisieren lassen. Werden laut Programm weniger als 2^n Schaltzustände benötigt, dann können entweder die restlichen Schaltstellungen mit als Pausenstellung gerechnet werden, oder es wird durch geeignete Rückführungen innerhalb der Teilerkette die Zahl der möglichen Schaltzustände reduziert, wie es z. B. bei dekadischen Untersetzerstufen angewendet wird.

Die Funktion der Flip-Flop-Stufen kann als bekannt vorausgesetzt werden.

Ein gesonderter Taktgebergenerator kann entfallen, wenn an Stelle der ersten Teilerstufe ein astabiler Multivibrator eingesetzt wird, dessen Kippzeiten den kürzesten gewünschten Schaltzeiten entsprechen müssen. Werden aus rhythmischen Gründen verschieden lange Tonzeiten gewünscht, so müssen entsprechend zwei oder mehr Schaltzustände für den betreffenden Ton verwendet werden. Für einfachere Fälle, wo sich z. B. immer ein langer und kurzer Ton abwechseln, kann natürlich auch der Taktgebermultivibrator unsymmetrisch ausgelegt werden.

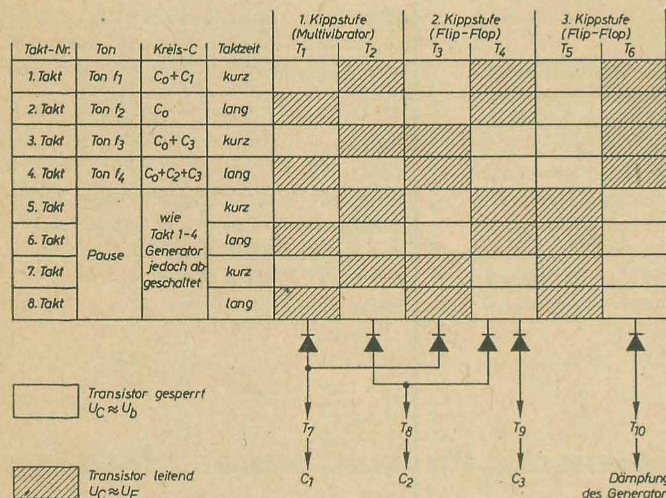
Dekodierung und elektronische Schalter

Die an den Kollektoren der Steuertransistoren abnehmbaren Schaltspannungen sind wegen ihrer binären Kodierung im allgemeinen nicht zur direkten Steuerung der frequenzbestimmenden Kapazitäten geeignet. Vielmehr muß über ein Diodennetzwerk eine Dekodierung erfolgen, die am Beispiel einer aus vier Tönen bestehenden Melodie mit anschließender Pause erläutert werden soll. Bild 1 zeigt die jeweiligen Schaltzustände der Transistoren für eine aus drei Kippstufen bestehende Steuerkette mit $2^3 = 8$ verschiedenen Schaltzuständen. Die Takte 1 bis 4 sollen den Frequenzen $f_1 \cdots f_4$ zugeordnet werden, während für die Pause die Takte 5 bis 8 verbleiben.

Das Diodennetzwerk stellt eine Koinzidenzschaltung vom „UND"-Typ dar, d. h. nur in dem Fall, wo sämtliche angeschlossenen Kollektoren hohes negatives Potential annehmen, liegt auch am Ausgang des Netzwerkes ein hohes negatives Potential an, das den angeschlossenen Schalttransistor öffnet. Dadurch wird nacheinander jeweils ein Schalttransistor leitend und schaltet die entsprechende Kapazität an den Generator-Schwingkreis.

Die Pausenzeit kann realisiert werden, indem der über das Diodennetzwerk gespeiste Schalttransistor parallel zum Generatortransistor geschaltet wird. Dieser wird dann während der Pausenzeit leitend und dämpft den Generator, bis die Schwingung abreißt. Diese Methode ist wirksamer als etwa ein in den Ausgang geschaltetes Diodentor.

Allgemein kommt man durch geschickte Aufteilung der erforderlichen Kapazitäten mit einfacheren Diodennetzwerken aus. Im gewählten Beispiel sind z. B. die vier letzten Takte (5 bis 8) schon von der 3. Kippstufe eindeutig zu steuern. Weiterhin spart man einen Transistor ein, wenn man die Kapazität C_0 für die höchste Frequenz nicht abschaltbar macht und für die tieferen Töne nur die erforderlichen Zusatzkapazitäten zuschaltet.



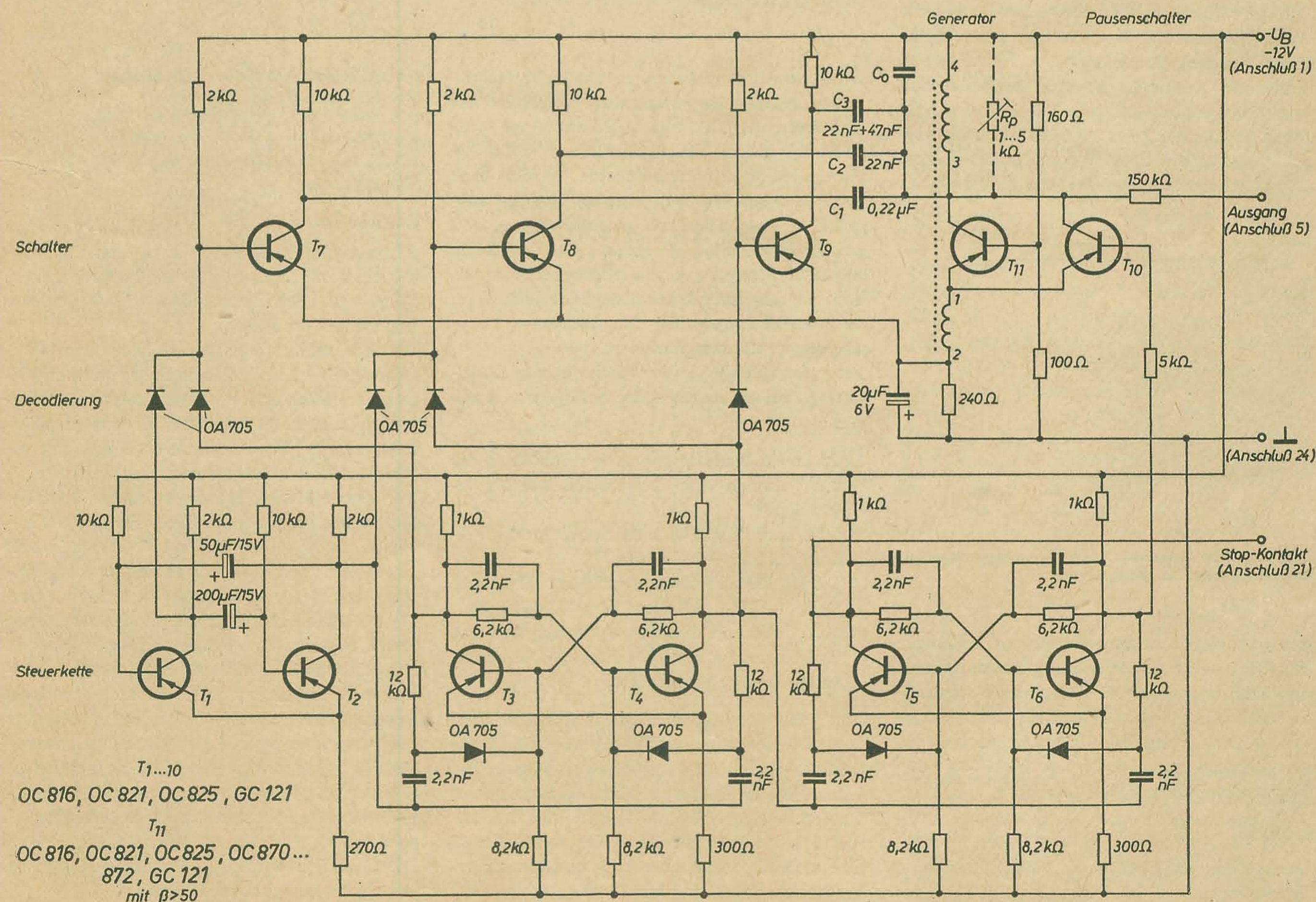
				1. Kippstufe (Multivibrator)		2. Kippstufe (Flip-Flop)		3. Kippstufe (Flip-Flop)	
Takt-Nr.	Ton	Kreis-C	Taktzeit	T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6
1. Takt	Ton f_1	C_0+C_1	kurz						
2. Takt	Ton f_2	C_0	lang						
3. Takt	Ton f_3	C_0+C_3	kurz						
4. Takt	Ton f_4	$C_0+C_2+C_3$	lang						
5. Takt	Pause	wie Takt 1-4 Generator jedoch abgeschaltet	kurz						
6. Takt			lang						
7. Takt			kurz						
8. Takt			lang						

Bild 1: Schematische Darstellung der Schaltzustände (Polung der Dioden ist umgekehrt)

Bild 2: Schaltbild des Pausenzeichengebers ▼

Generator

Verwendung kann jede geeignete LC-Generatorschaltung finden. Der Oszillatorkreis ist so zu dimensionieren, daß der innere Widerstand des geöffneten Schalttransistors klein gegenüber dem Verlustwiderstand $R_L = \omega L/\varrho$, dagegen der Widerstand des gesperrten Transistors (d. h. praktisch der Kollektorwiderstand) groß gegenüber dem Resonanzwiderstand $R_p = \varrho \cdot \omega L$ ist. Große Kapazitäten in Basis- und Kollektorkreis sind zu vermeiden, weil dadurch die bei jedem Schaltvorgang ent-



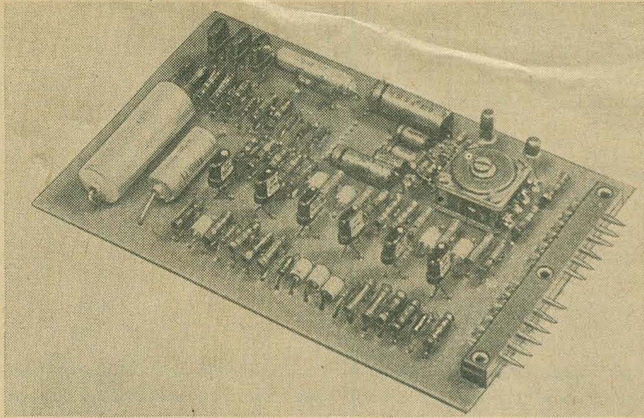


Bild 3: Aufbau des Pausenzeichengebers

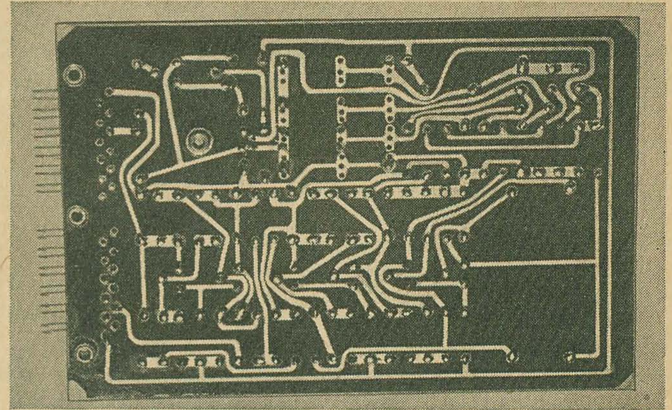


Bild 4: Leiterseite des Pausenzeichengebers

stehenden Umladungen zu störendem Abwandern der Frequenz führen.

Ausgeführtes Beispiel

Das vollständige Schaltbild einer ausgeführten Pausenzeichenschaltung ist im Bild 2 gezeigt. Als Beispiel wurden die vier ersten Töne der bekannten Melodie „s'ist Feierabend" gewählt. Entsprechend der Tonlage wurden die zugehörigen Kreiskapazitäten wie folgt zusammengesetzt:

$$f_1: C_0 + C_1$$
$$f_2: C_0$$
$$f_3: C_0 + C_3$$
$$f_4: C_0 + C_2 + C_3$$

Für den zweiten Takt wird die höchste Frequenz verlangt, weshalb hier nur die Grundkapazität C_0 angeschlossen ist. Der entsprechende Schalttransistor kann somit entfallen. Weiterhin wurde die für den vierten Ton erforderliche Kapazität aus C_0, C_2 und C_3 zusammengesetzt, weil dadurch der Schalttransistor T_9 für C_3 nur über eine Diode angesteuert zu werden braucht.

Entsprechend der Melodie wurden die Zeiten für die Takte 2 und 4 wesentlich länger als die des 1. und 3. Taktes dimensioniert. Eine weitere Vereinfachung war dadurch möglich, daß die Pausenzeit mit der Stellung von „T_5 leitend" übereinstimmt und dadurch der Pausenschalttransistor T_{10} über ein aus einem Widerstand bestehendes Koppelnetzwerk gesteuert werden kann.

Durch Kurzschließen des Anschlusses 21 nach Masse wird die dritte Kippstufe in einer Stellung festgehalten, die den Takten 5 bis 8 entspricht, d. h., der Pausenzeichengeber verharrt in Stellung „aus". Nach Aufhebung des Kurzschlusses schaltet die dritte Kippstufe wieder mit, so daß die Steuerkette über Takt 8 zum Takt 1 ordnungsgemäß weiterläuft. Damit wird erreicht, daß nach Freigabe des Zeichengebers die Tonfolge stets mit dem ersten Ton beginnt.

Die Dimensionierung der Kippstufen und der elektronischen Schalter ist relativ unkritisch. Dagegen sind die Werte für die Kreiskapazitäten und den erforderlichen Dämpfungswiderstand R_p des Generators zweckmäßig durch Versuche zu ermitteln. Die angegebenen Werte sollen lediglich als Anhalt für die zu erwartenden Größenverhältnisse dienen; sie werden entscheidend vom verwendeten Spulenkörper und dem gewählten Motiv bestimmt.

Der Pausenzeichengeber wurde in gedruckter Schaltungstechnik auf einer Leiterplatte mit den Abmessungen 100 × 150 mm aufgebaut. Bei den relativ niedrigen Tonfrequenzen ist die Leitungsführung noch unkritisch, so daß zur Vermeidung von Leitungskreuzungen lange Umwegbahnen durchaus zu vertreten sind. Bestückung und Leiterplan sind aus den Bildern 3 und 4 zu entnehmen.

Literatur

[1] Dabruck, F. W.: Ein Pausenzeichengeber — selbstgebaut. radio und fernsehen 11 (1962) H. 5 S. 163

Das Zwischenfrequenzmodulationsverfahren im UHF-Fernsehsender

KLAUS K. STRENG

Im UHF-Fernsehsender wurde in den letzten Jahren die Modulation einer Zwischenfrequenz eingeführt. Da diese Methode — obwohl im Prinzip seit langem bekannt — für viele Fachleute und Amateure neu ist und bedeutende Vorteile bringt, wird sie im folgenden kurz vorgestellt.

Die Modulation von Fernsehsendern

Es ist bei Fernsehsendern allgemein üblich, eine quarzstabilisierte Trägerfrequenz zu vervielfachen und sie dann in einer der letzten Leistungsstufen mit dem BAS-Signal zu modulieren (Bild 1). Die Frage, an welcher Stelle bzw. in welcher Stufe der Sender moduliert wird, ist dabei umstritten. Nimmt man die Modulation in der Endstufe vor, so können alle Vorstufen mit hohem Wirkungsgrad arbeiten (Oberstrichleistung). Außerdem kann die modulierte HF-Leistung in keiner der Folgestufen nichtlinear verzerrt werden. Nachteilig ist die große Modulationsleistung, die auf Grund ihrer Bandbreite (0 ···· 5 MHz) schwierig zu erzeugen ist, obwohl die Endstufe stets gittermoduliert ist. Weiterhin nachteilig ist, daß bei Ausfall der Endstufe der Sender nicht mit verminderter Leistung aus der Vorstufe (jetzt als Endstufe wirksam) weiterbetrieben werden kann.

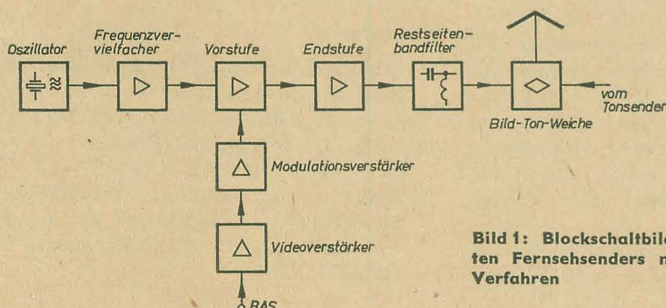


Bild 1: Blockschaltbild eines vorstufenmodulierten Fernsehsenders nach dem konventionellen Verfahren

Demgegenüber erlaubt die Vorstufenmodulation, mit geringer Modulationsleistung zu arbeiten und den Sender notfalls mit der Vorstufe als Endstufe weiter zu betreiben. Die Verzerrungen des modulierten Signals in der Endstufe (sie arbeitet hier als reiner Verstärker) lassen sich durch geeignete Vorverzerrung kompensieren.

Beim UHF-Fernsehsender wird generell eine Vorstufe moduliert, unabhängig, ob die Endstufe mit Tetroden oder Klystrons bestückt ist [1]. Erst zwischen Endstufe und Antenne

wird das untere Seitenband entsprechend der CCIR-Fernsehnorm teilunterdrückt. Das Restseitenbandfilter läßt sich mit der sogenannten Bild-Ton-Weiche zu einem Filter vereinen.
An das Restseitenbandfilter werden einige Bedingungen gestellt:

1. Es muß über einen größeren Frequenzbereich durchstimmbar bzw. austauschbar sein, um den Betrieb des Senders in jedem Kanal des betreffenden Fernsehbereiches zu ermöglichen. Wenn auch im Betrieb ein Frequenzwechsel äußerst selten ist, so verlangen doch die meisten Postverwaltungen von den senderbauenden Firmen diese universelle Verwendbarkeit.
2. Das Filter muß eine hohe Selektivität aufweisen, d. h. das eine Seitenband normgerecht unterdrücken, ohne den Amplitudenfrequenzgang (Bild 2) oder die Gruppenlaufzeit des anderen Seitenbandes in unzulässigem Maße zu beeinflussen.

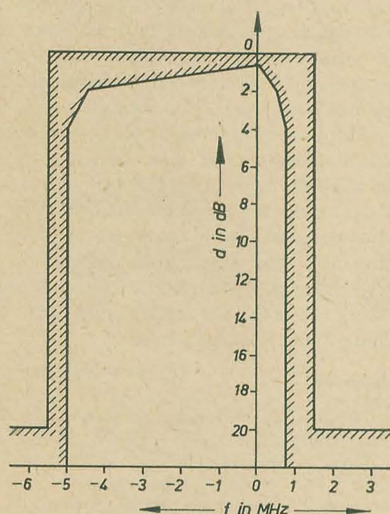


Bild 2: Frequenz-Amplituden-Charakteristik des Restseitenbandfilters entsprechend CCIR

3. Das Restseitenbandfilter muß sowohl verlustarm als auch für hohe Leistungen ausgelegt sein. Die letzgenannte Forderung ergibt sich u. a. daraus, daß die Leistung des teilunterdrückten Seitenbandes in einem Absorberwiderstand des Filters in Wärme umgesetzt werden muß.

Im Fernsehband IV/V macht die Erfüllung der Punkte 1. und 2. einige Schwierigkeiten. Das ZF-Modulationsverfahren umgeht diese.

Prinzip des ZF-Modulationsverfahrens

Bild 3 zeigt das Blockschaltbild eines UHF-Fernsehsenders (Klystronendstufe) mit ZF-Modulation. Eine quarzstabilisierte Frequenz (je nach Sendekanal) wird vervielfacht. Eine andere quarzstabilisierte Frequenz (38,9 MHz) wird mit dem BAS-Signal moduliert und das eine Seitenband normgerecht unterdrückt. Die Form des Signals auf 38,9 MHz entspricht dem des ZF-Signals im Fernsehempfänger. Deshalb kann die Modulation des Fernsehsenders mit ZF-Modulation im Bedarfsfall direkt aus der ZF eines Ballempfängers vorgenommen werden.
Beide Frequenzen werden gemischt und ihre Summenfrequenz in den folgenden Verstärkern bis einschließlich der Endstufe auf

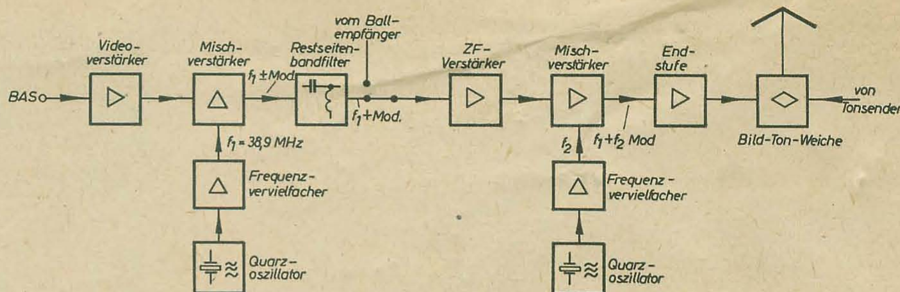


Bild 3: Blockschaltbild eines UHF-Fernsehsenders mit ZF-Modulation

die notwendige Leistung gebracht. Da die Stufen in Ein- und Ausgangskreisen selektiv arbeiten, wird bereits in höchstens zwei Stufen die Differenzfrequenz völlig unterdrückt. Das Ausgangssignal der Endstufe entspricht in seiner Form den Forderungen der Fernsehnorm, falls das Restseitenbandfilter hinter der modulierten Stufe diese Forderungen erfüllt, und kann wie bei jedem anderen Fernsehsender in der Bild-Ton-Weiche mit dem Ausgangssignal der Tonsenderendstufe vereinigt werden.
Das Restseitenbandfilter braucht jetzt nur für eine feste Betriebsfrequenz (38,9 MHz) ausgelegt zu sein und wird bei Senderwechsel nicht nachgestimmt. Die Modulation erfordert nur eine geringe Modulationsleistung, d. h., der Modulationsverstärker kann klein gehalten werden. Das gleiche trifft auch auf das Restseitenbandfilter zu, das nun nicht mehr — wie in dem zuerst geschilderten Verfahren — einige Kilowatt UHF-Leistung aufnehmen muß, sondern nur noch einige Watt ZF-Leistung. Hierzu sei bemerkt, daß ein modernes 10-kW-Klystron für UHF-Fernsehsender etwa 10 W Hochfrequenzleistung zur Ansteuerung benötigt — diese Leistung ist bereits moduliert!
Außerdem ist das Restseitenbandfilter im ZF-modulierten Fernsehsender stets mit konventionellen LC-Kreisen ausgeführt, was bei der Bildträgerfrequenz von 38,9 MHz durchaus normal ist. Ein Restseitenbandfilter hinter der Senderendstufe muß, da es auf der endgültigen UHF-Bildsenderfrequenz arbeitet, mit Leistungskreisen ausgeführt sein. Letztere haben auf Grund ihrer Betriebswellenlänge bestimmte Abmessungen, die sich nicht unterschreiten lassen. Demgegenüber hat das gesamte Restseitenbandfilter im ZF-modulierten Fernsehsender nur einen Rauminhalt von wenigen Kubikdezimetern [2].

Nachteile des ZF-Modulationsverfahrens

Bei der Beschreibung des ZF-Modulationsverfahrens muß auch auf einige Nachteile desselben hingewiesen werden.
Arbeitet eine der modulierten Stufen stark nichtlinear, so wird in ihr das teilunterdrückte Seitenband wieder hergestellt. Ähnlich wie beim Einseitenband-Nachrichtensender besteht auch beim ZF-modulierten Fernsehsender die Forderung, daß alle Leistungsstufen als lineare Verstärker arbeiten müssen. Dies bedingt einen relativ geringen Wirkungsgrad dieser Stufen, soweit es sich um dichtegesteuerte Elektronenröhren, d. h. Trioden oder Tetroden, handelt.
Bemerkenswert ist allerdings, daß bei den bisher bekannten Ausführungen von UHF-Fernsehsendern nach der ZF-Modulationsmethode auf dem Weltmarkt nirgends Beanstandungen laut wurden, denen zufolge das teilunterdrückte Restseitenband mit unzulässig großer Leistung über die Antenne abgestrahlt wurde. Die modulierten Tetroden- und Klystronendstufen müssen also eine ausreichende Linearität besitzen.
Die Praxis zeigt weiterhin, daß bei der Bild-Ton-Weiche keine ähnlichen Schwierigkeiten in bezug auf die Durchstimmbarkeit auftreten, wie beim Restseitenbandfilter. Die Bild-Ton-Weiche, von der im Bild 4 eine Prinzipschaltung zu sehen ist, arbeitet meist nur mit auf den Tonsender abgestimmten Kreisen. Diese lassen sich — als Topfkreise ausgeführt — leicht über einen großen Frequenzbereich abstimmbar machen. Meist genügt eine Bild-Ton-Weiche für je ein Band (IV oder V); die beiden Weichen können relativ leicht ausgewechselt werden.

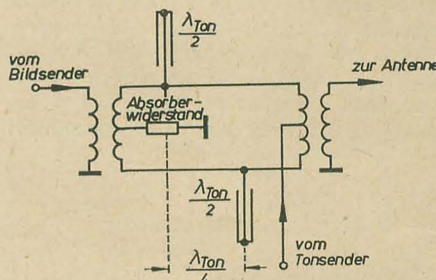


Bild 4: Prinzipschaltbild einer Bild-Ton-Weiche

Zusammenfassung

Das sogenannte ZF-Modulationsverfahren, wie es heute allgemein im UHF-Fernsehsender angewendet wird, wurde anhand eines Sender-Blockschaltbildes beschrieben und mit der konventionellen Modulationsmethode beim TV-Bildsender verglichen. Durch die einfache Ausführung des Restseitenbandfilters im ZF-modulierten Sender weist dieser Vorteile auf gegenüber dem konventionell modulierten Sender. Voraussetzung für den ZF-modulierten Sender ist weitgehende Freiheit der modulierten Stufen von nichtlinearen Verzerrungen, doch scheint dieses Problem gelöst zu sein.

Literatur

[1] Streng, K. K.: Zwei Wege beim Bau von UHF-Fernsehsendern. radio und fernsehen 10 (1961) H. 12 S. 368 und 369
[2] Bosse: Fernsehsender für Band IV und V. radio mentor 28 (1962) H. 1 S. 35—37
[3] Heinecke und Hortung: Fernsehsender Band IV/V mit Modulation auf fester Zwischenfrequenz. SEL-Nachrichten 9 (1961) H. 1 S. 3—7

Aus der Reparaturpraxis

Informationen aus dem VEB Stern-Radio Berlin

Änderungen im Kofferempfänger „Stern 4" und Taschenempfänger „T 100/T 101"

Kofferempfänger „Stern 4"

Der Kofferempfänger „Stern 4" wird nicht mehr mit dem Lautsprecher L 2157 P (Z = 3,6 Ω, 2 VA) bestückt, sondern mit dem Lautsprechertyp LP 471/1 (Z = 4 Ω).

Durch Lieferung einer anderen Ferritstabgruppe mußten die Windungszahlen für die Vorkreisspule L_2, Mittelwelle, von 34 auf 40 ± 3 Windungen erhöht werden. Der L-Wert ändert sich von 8 μH auf 9,9 μH. Diese Spulen sind mit einem grünen Farbpunkt gekennzeichnet.

Taschenempfänger „T 100/T 101"

Durch Lieferung einer anderen Ferritstab-Gruppe mußten die Vorkreisspule L_1 von 4 auf 5 Windungen und die Vorkreisspule L_4/L_5 von 81 Windungen auf 85 ± 2 Windungen erhöht werden. Der L-Wert von Spule L_1 ändert sich von 0,41 auf 0,59 μH. Der L-Wert von L_4/L_5 ändert sich von 28 auf 30 μH. Diese geänderten Spulen sind mit einem grünen Farbpunkt versehen. Die passenden Ferritstäbe sind ebenfalls grün gekennzeichnet.

Transistorvarianten im Kofferempfänger „Stern 4"

T_1	T_2 und T_3	T_4	T_5	T_6/T_7 (Pärchen)
OC 882 A[1])	OC 871	OC 826	OC 824	2 — OC 825
OC 883		OC 817	OC 815	2 — OC 72[4])
AF 125		OC 870[3])	OC 816	2 — OC 74[4])
P 402[2])			OC 825	2 — AC 120[4])
			OC 826	
			OC 870	

1) Bei Einsatz der Transistoren OC 882 A bzw. OC 883 als Mischtransistor T_1 kann der Widerstand R_1 (47 Ω, 0,1 W) entfallen. Der Kondensator C_{10} (56 pF) muß durch einen Kondensator von 30 pF, ab Werk Miniaturkondensator 30 pF Rko 1940, ersetzt werden. Der Kondensator C_{13} (3000 pF) muß durch einen Kondensator von 2000 pF ersetzt werden. Ab Werk wird der Scheibenkondensator Vsko 0320 (2000 pF) verwendet.

2) Wird der Transistor P 402 als T_1 eingesetzt, so muß der Kondensator C_{10} von 30 pF entfernt werden und dafür ein Kondensator mit einer Kapazität von 47 pF eingelötet werden.

3) Der Transistor OC 870 als T_4 soll ein rauscharmer Typ sein.

4) Bei Verwendung von OC 72, OC 74 oder AC 120 als T_6/T_7 (Endtransistorpärchen) soll der Treibertransistor T_5 vorzugsweise in der Verstärkungsgruppe „a" (1 Punkt) eingesetzt werden. Die Verstärkungsgruppe „b" (2 Punkte) und „c" (3 Punkte) soll nur bedingt eingesetzt werden.

Transistor- und Diodenvarianten im Taschenempfänger „Sternchen" Typ 57/69 TT

T_1	T_2	T_3	T_4	T_5/T_6 (Pärchen)	D_1 und D_2
OC 169	OC 169 R	OC 169	OC 811	2 — OC 816	OA 625
			OC 816	2 — OC 821	OA 645
			OC 817	2 — OC 825	
			OC 870[5])	2 — OC 72	
			OC 1071	2 — OC 74	
				2 — OC 1071	

Transistor- und Diodenvarianten im Taschenempfänger „Sternchen" Typ 57/69 TT 3

T_1	T_2	T_3	T_4	T_5/T_6 (Pärchen)	D_1 und D_2
OC 872	OC 871	OC 871	OC 811	2 — OC 816	OA 625
			OC 816	2 — OC 821	OA 645
			OC 817	2 — OC 825	
			OC 870[5])	2 — OC 72	
			OC 1071	2 — OC 74	
				2 — OC 1071	

Transistor- und Diodenvarianten im Taschenempfänger „T 100", „T 101" und „R 100"

T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6/T_7 (Pärchen)	D_1 und D_2
OC 170	OC 871	OC 871	OC 811	OC 811		OA 625
AF 117	OC 45	OC 45	OC 816	OC 816[7])	2 — OC 821	
AF 116			OC 816[7])	OC 817	2 — OC 816	
AF 115			OC 817	OC 821	2 — OC 825	
OC 882A[6])			OC 870[8])	OC 825	2 — OC 72[9])	
AF 125				OC 72	2 — OC 74[9])	
				OC 1071	2 — AC 120[9])	

5) Bei Verwendung des OC 870 können die Verstärkungsgruppen „b" (2 Punkte), „c" (3 Punkte) und „d" (4 Punkte) verwendet werden.

6) Die Oszillatorspule L_{14} erhält 18 statt 19 Windungen, wenn als T_1 ein OC 882 A eingesetzt wird. Die Spule ist mit einem roten Farbpunkt gekennzeichnet.

7) Bei Verwendung des OC 816 in runder Ausführung wird zur Vermeidung einer Schlußgefahr ein Isolierschlauch (8 × 0,2 × 10 mm) über den Transistor geschoben.

8) Bei Einsatz des OC 870 als T_4 soll dieser in der Verstärkungsgruppe „b" (2 Punkte) liegen. Es können auch die Gruppen „c" und „d" Verwendung finden.

9) Bei Transistoren mit hohen Verstärkungswerten, besonders OC 72 als T_5 und 2 × OC 72 bzw. 2 × OC 74 als T_6/T_7, wurde der Emitterkondensator C_{40} weggelassen oder durch Einfügen eines Widerstandes von 5 ··· 25 kΩ zwischen Kondensator C_{35} und der Tonabnehmerbuchse (Hü. 1) die Verstärkung ausgeglichen.
Beim evtl. Einsatz eines Pärchens, z. B. OC 821 muß auf die Rückänderungen geachtet werden. Es ist also der vorher entfernte Kondensator C_{40} wieder einzufügen bzw. der Widerstand in der Zuleitung zum NF-Verstärker zu entfernen.
Die Transistoren OC 74 (Pärchen) können freitragend ohne Befestigungsschellen eingelötet werden. Bei der Bestückung der NF-Endstufe mit 2 — OC 74 bzw. AC 120 (Pärchen) darf der Treibertransistor T_5 nur in Verstärkungsgruppe „b" (2 Punkte) liegen. Für den Vorstufentransistor T_4 soll die Verstärkungsgruppe „b" vorzugsweise, die Verstärkungsgruppe „c" (3 Punkte) nur bedingt verwendet werden.

Folgende Möglichkeiten ergeben sich bei der Vor- und Treiberstufenbestückung bei den Geräten T 100/101 und R 100.

1. Möglichkeit: NF-Vorstufe 3 Punkte — Treiberstufe 1 Punkt
2. Möglichkeit: NF-Vorstufe 4 Punkte — Treiberstufe 1 Punkt
3. Möglichkeit: NF-Vorstufe 2 Punkte — Treiberstufe 2 Punkte
4. Möglichkeit: NF-Vorstufe 3 Punkte — Treiberstufe 2 Punkte
5. Möglichkeit: NF-Vorstufe 4 Punkte — Treiberstufe 2 Punkte
6. Möglichkeit: NF-Vorstufe 3 Punkte — Treiberstufe 3 Punkte
7. Möglichkeit: NF-Vorstufe 3 Punkte — Treiberstufe 4 Punkte
8. Möglichkeit: NF-Vorstufe 4 Punkte — Treiberstufe 4 Punkte

Transistorvarianten für Autosuper A 100, A 100 ab Nr. 56000 und A 100-3

T_1	T_2, T_3 und T_4	T_5	T_6	T_7/T_8 (Pärchen)
OC 871	OC 169	OC 811	OC 821	2 — OC 26
OC 872	OC 170	OC 816	OC 825	2 — 2 SB 83
OC 44	AF 117	OC 817	OC 74[3])	2 — OC 1016
	P 401	OC 821		2 — OC 837
	P 402	OC 824		2 — OC 836-30
	P 403	OC 825		
	OC 881 A[1])	OC 870[2])		
	OC 882 A[1])			

1) Bei Verwendung von OC 881 A bzw. OC 882 als T_2, T_3 oder T_4 muß der Widerstand R_7 von 3,3 kΩ auf 3,6 kΩ ± 5% erhöht werden.
2) Bei Einsatz des OC 870 als T_5 soll dieser vorwiegend in der Verstärkergruppe „b" (2 Punkte) und „c" (3 Punkte) verwendet werden.
3) Bei Einsatz von OC 74 als T_6 kann dieser freitragend ohne Befestigungsschelle eingelötet werden.

Verbesserung des Demodulatortastkopfes vom TV-Selektograf „SO 86 F"

Beim Abgleich von Antennenverstärkern mit dem TV-Selektograf „SO 86 F" des VEB TPW Thalheim hat es sich gezeigt, daß das vom Demodulatortastkopf abgegebene Signal oft nicht ausreichend ist, um eine genügend große Durchlaßkurve auf dem Schirm des Sichtgerätes abzubilden. Durch eine einfache Schaltungsänderung im Demodulatortastkopf läßt sich dieser Mangel leicht beheben. Als neue Schaltung hat sich eine Spannungsverdopplerschaltung nach Bild 1 sehr gut bewährt. Ein nach dieser Schaltung umgebauter Demodulatortastkopf gibt gegenüber der alten Ausführung ein um den Faktor 4 ··· 5 größeres demoduliertes Signal ab. Bild 2 zeigt die Anordnung der Bauelemente im Demodulatortastkopf nach dem Umbau.

Heinz Höschel

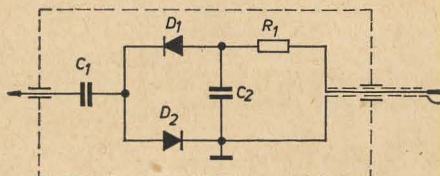


Bild 1

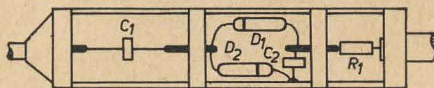


Bild 2

Schaltteilliste

C_1	Scheibenkondensator	E5-500 pF 500 V TGL 5347
C_2	Scheibenkondensator	E5-500 pF 500 V TGL 5347
D_1	Golddrahtdiode	OA 720
D_2	Golddrahtdiode	OA 720
R_1	Schichtwiderstand	0,05 W 12 kΩ 10% D-TGL 4616

Wir fertigen einzeln an
3-Kanal-Trägerfrequenz-Verstärker
für Dehnungsmessungen (induktive oder ohmsche Geber)
Wir übernehmen **Konstruktionsaufgaben**
mit Musterbau für elektronische Geräte
HERBERT HERING, BAD SCHANDAU, Postfach 30

Unterrichten Sie sich bitte laufend über
Neuerscheinungen
von Fachbüchern Ihres Fachgebietes.
Wir senden Ihnen unverbindlich und kostenlos unsere Informationen.



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

Es reinigt und schützt zuverlässig HF-Kontakte jeder Art!
Spezial-Wellenschalteröl »d«
Rundfunk-Spezialist Friedrich Granowski, Rudolstadt 2/Thür.



das ideale Kontaktprüfgerät
Lieferung über den Fachhandel
PGH „ENERGIE", Torgau

Fernseh-Mechaniker
in ungekündigter Stellung sucht neuen Wirkungskreis.
Angebote unter Nr. 465 an DEWAG Zwickau

Funk-Technik
1947-63, 369 Hefte, St. 1.— Jg. 1949, 50, 52, 54, 55, 57, 58, 59, 61, 62, 63 komplett
Radio und Fernsehen
1959-63, 97 Hefte, St. 1,— Jg. 1963 komplett
Handlademaschine 4 V 4 A 50
Angebote unter DL 7466 Dewag-Werbung Leipzig C 1

Kondensator-Mikrofone
in Studioqualität für alle Verwendungszwecke
Mikrofon-Zubehör und Steckverbindungen
Bitte fordern Sie unsere Prospekte an.
NEU im Vertriebsprogramm:
Netzanschlußgeräte N 61 V und UN 61 V
mit eingebautem Transistor-Vorverstärker zum direkten Anschluß unserer Mikrofone an einen Kraftverstärker. In die Netzgeräte N 57, UN 57, N 61 und UN 61 kann der Vorverstärker kurzfristig eingebaut werden.



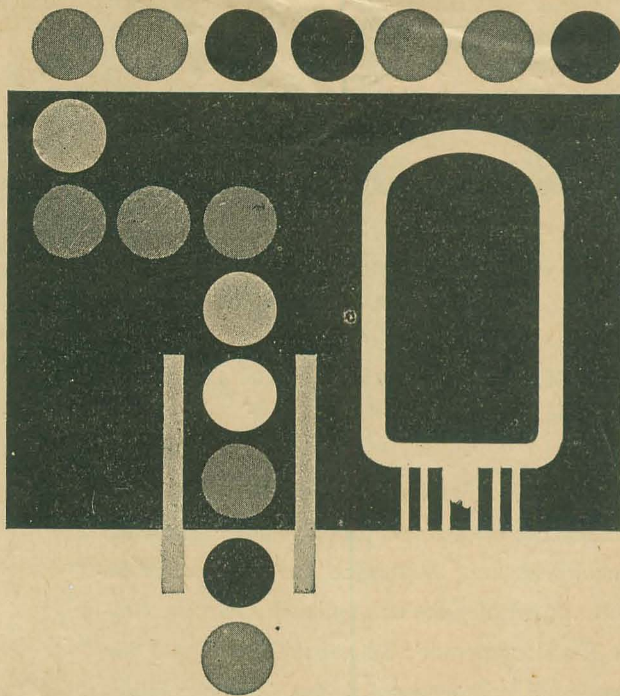
GEORG NEUMANN & CO.
Elektrotechnisches Laboratorium
GEFELL/VOGTLAND – RUF: 185

Die Handwerkskammer des Bezirkes Halle richtet eine
Meisterschule auf dem Gebiete des
Rundfunkmechanikerhandwerks
(Elektronik) ein, die am **1. September 1964** eröffnet wird.

In ganztägigen Kursen wird in einem Zeitraum von 4 Monaten das gesamte Gebiet der Meisterprüfung (Prüfungsteile A, B und C) unterrichtet. Als Dozenten stehen bewährte Fachkräfte zur Verfügung, die **Berufsangehörige in allen Gebieten des Rundfunkmechanikerhandwerks und in der Fernsehtechnik in Theorie und Praxis unterweisen.**
Die Lehrgänge werden mit der Meisterprüfung im Rundfunkmechanikerhandwerk (Elektronik) abgeschlossen.
In einem weiteren Zusatzlehrgang von 4 Wochen ist es möglich, sich das erforderliche Wissen zur Ablegung der Zusatzprüfung in der Fernsehtechnik zu erwerben.
Für die praktische und theoretische Ausbildung steht eine neu eingerichtete Werkstatt mit modernsten Übungs-, Meß- und Prüfeinrichtungen zur Verfügung.
Anmeldungen unter Beifügung eines ausführlichen Lebenslaufes über die berufliche Entwicklung sind zu richten an die

Handwerkskammer des Bezirkes Halle,
Gräfestraße 24, Meisterschule

PGH Elektromess Dresden fertigt:
Elektronische Netzgeräte
Universal-Netzgeräte
Gleichspannungs-Dekaden
Röhrenprüfgeräte
Transistor-Prüfgeräte
Transistor-Speisegeräte
Grobdraht-Windungsschlußprüfer
Feindraht-Windungsschlußprüfer
Sonderausführungen elektronischer Netzgeräte nach Ihren Angaben werden übernommen.
Außerdem liefern wir Normeinbaugehäuse B 4 und C 4
PGH ELEKTROMESS, DRESDEN A 21
Bärensteiner Straße 5a



ELEKTRONIK – WEGBEREITER DES TECHNISCHEN FORTSCHRITTS

Kaltkatoden-Relaisröhren

Typ	U_{za} Zündspannung	U_{Ba} Brennspannung	$I_{a\,max}$ max. Anodenstrom
Z 5823	290 V	65 V	25 mA
Z 660 W	320 V	115 V	8 mA
Z 860 X	330 V	110 V	40 mA
Z 861 X	425 V	115 V	40 mA
Z 862 E	310 V	108 V	25 mA

Zählröhren

Typ	U_z Zünd-spannung	U_B Brenn-spannung	$I_{k\,max}$ max. Katoden-strom	$I_{k\,min}$ min. Katoden-strom	$f_{zähl\,max}$ Zählfrequenz
Z 562 S	300 V	190 V	550 μA	250 μA	4 kHz Zählschaltröhre
Z 563 C	300 V	190 V	550 μA	250 μA	4 kHz Zählröhre

Anzeigeröhren

Typ	U_z Zünd-spannung	U_B Brenn-spannung	$I_{k\,min}$ min. Katoden-strom	$I_{k\,max}$ max. Katodenstrom
Z 560 M	140 V	125 V	1,5 mA	3 mA Ziffernanzeigeröhre
Z 561 M	140 V	125 V	1,5 mA	3 mA Zeichenanzeigeröhre
Z 565 M	$U_{za\,max}$ 140 V	112 V	50 μA	250 μA Dekadische Anzeigeröhre



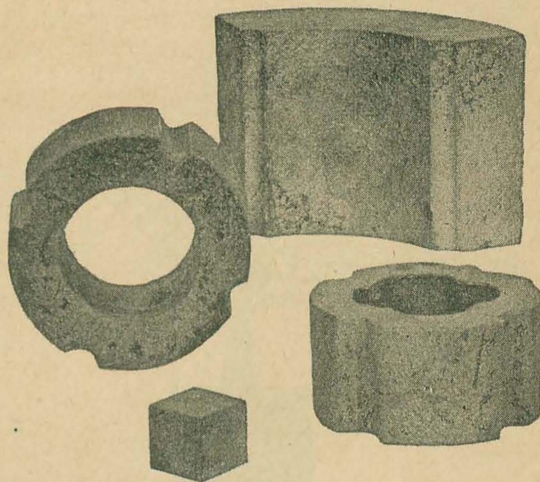


VEB WERK FÜR FERNSEHELEKTRONIK

BERLIN-OBERSCHÖNEWEIDE, OSTENDSTRASSE 1-5

Alnico

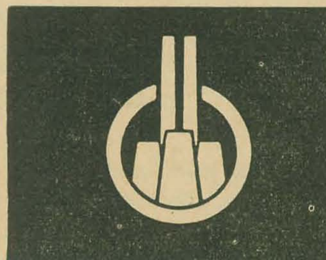
Permanent-Magnete



in allen notwendigen Größen

für Lautsprecher
Fernsehen
Lichtmaschinen
Meßinstrumente
Motoren
Kupplungen
Zündmaschinen
und viele andere
Anwendungsgebiete

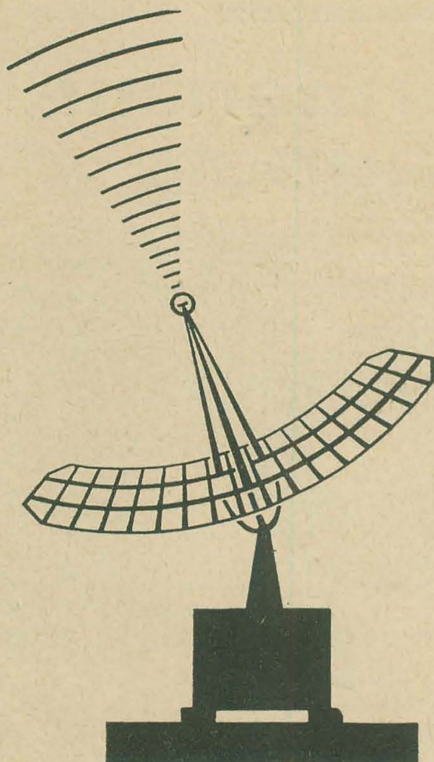
694 S



Bitte technische Beratung anfordern

VEB ELEKTROCHEMISCHES KOMBINAT BITTERFELD

Lehrbuch der Funkmeßtechnik



Als Lehrbuch an den Schulen der Nationalen Volksarmee der Deutschen Demokratischen Republik eingeführt

Band 2: Etwa 400 Seiten, 260 Abbildungen, Lederin mit Schutzumschlag, etwa 16,80 DM

Aus dem Inhalt: Sender; Empfänger; Sichtgeräte und Methoden zur Koordinatenbestimmung; Getriebe; Antennenstabilisierung; Methoden zur automatischen Zielbegleitung; Ausblenden beweglicher Ziele; Bestimmung der Zielkoordinaten; Betriebsüberwachung der Funkmeßanlagen und Messungen an Geräten; Funkmeßgegenwirkung.
Im Anhang das Sachwortverzeichnis für Band 1 und Band 2.

Noch lieferbar:

Band 1: 392 Seiten, 270 Abbildungen, Lederin mit Schutzumschlag, 17,20 DM

Baupläne für den Radiobastler

Dipl.-Ing. Klaus Schlenzig

Originalbauplan Nr. 1 **Transistortaschenempfänger START 1 bis 3**

32 Seiten, 36 Abbildungen (Faltbogen), 1,— DM

Nach den beschriebenen Variationsmöglichkeiten können Sie für etwa 67,— DM den Transistortaschenempfänger START 1, START 2 (mit Kopfhörer) und START 3 (Baugruppenvariante) bauen. Der Bauplan enthält die Stückliste sowie Bohrplatten und sämtliche anderen technischen Details im Maßstab 1:1.

Und wenn Sie dieses Gerät mit Erfolg aufgebaut haben, wie wäre es dann mit einer Wechselsprechanlage für etwa 85,— DM, die Sie im Beruf und beim Sport (z. B. Schießausbildung) sowie im Haushalt (Haustelefon, elektronischer Babysitter) vielseitig verwenden können? Dafür benötigen Sie dann

Dipl.-Ing. Klaus Schlenzig

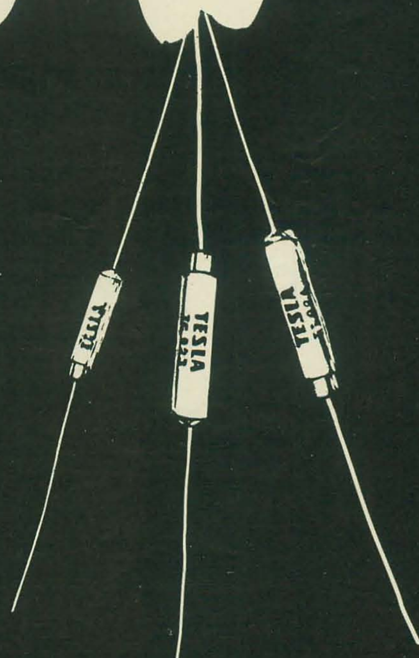
Originalbauplan Nr. 2 **Mehrzweck-Wechselsprechanlage DIALOG**

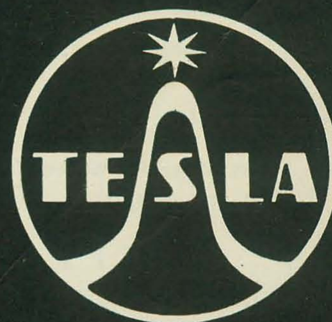
32 Seiten, 36 Abbildungen (Faltbogen), 1,— DM

Unsere Bücher erhalten Sie in jeder Buchhandlung
und über den Buch- und Zeitschriftenvertrieb Berlin, Berlin C 2, Rungestraße 20.



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG





Radiobestandteile TESLA

Tauchtrimmer • Elektrolyt-Kondensatoren
Schichtwiderstände • Zementierte Drahtwiderstände
Potentiometer • Auto-Entstörungszubehör

Verlangen Sie eingehende Informationen!

KOVO

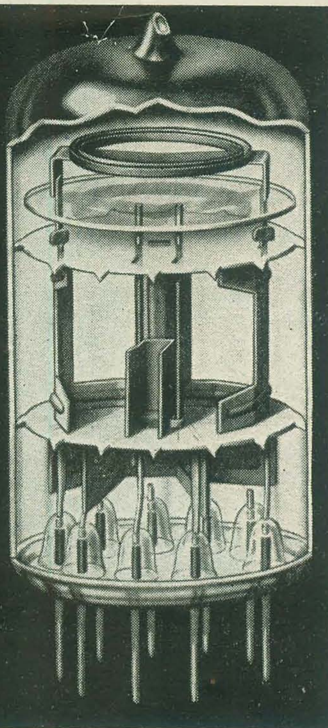
Exporteur:
Dukelských hrdinů 47,
Praha 7, Tschechoslowakei

Importeur: **Heim-Electric,**
Deutsche Export- und Importgesellschaft mbH,
Berlin C 2, Liebknechtstraße 14

PC 88

Steile UHF-Triode für HF-Eingangsstufen und Mischstufen bis 800 MHz

Querschnitt





Spanngitterröhren-Sortiment

ECC 88 · EF 183 · EF 184 · PCC 88

durch Spanngitterröhren

- hohe Eingangsempfindlichkeit
- hohe Verstärkung
- geringe Rauschzahl

des weiteren liefern wir:

Oszillografenröhren
elektronische Meßgeräte und Musikboxen

Elektronenröhren:
Städt. Kaufhaus, III. Etage

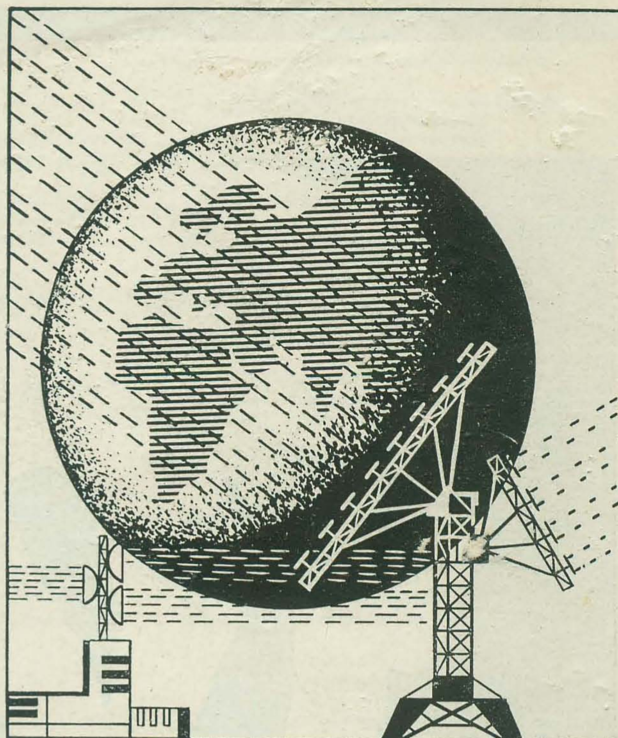
Elektronische Meßgeräte:
Halle 2, Technische Messe



VEB FUNKWERK ERFURT



Erfurt, Rudolfstraße 47/E 2
Ruf: 58280



Astronomisch ist heute die Ziffer der Informationen, die auf der Welt innerhalb einer Minute getauscht werden. Die dadurch bedingte optimale Ausnutzung der einzelnen Frequenzbänder erfordert im verstärkten Maße die Anwendung der Einseitenbandtechnik. Die Gewährleistung eines stabilen Einseitenbandbetriebes erforderte bisher umfangreiche Schaltungen mit Quarzen und Röhren.



MAGNETOMECHANISCHE EINSEITENBANDFILTER

ermöglichen Geräte für die ESB-Technik nicht nur mit wesentlich geringerem Aufwand herzustellen, sondern durch die große Schwinggüte mechanischer Resonatoren werden bedeutend günstigere Selektionseigenschaften erzielt.

Fordern Sie unsere ausführlichen Druckschriften über Magnetomechanische Bandfilter!



WBN TELTOW

Potsdamer Straße 117-119, Werbeabteilung

33103